HEINZ RICHTER

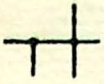
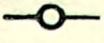
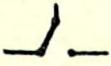
RADIOTECHNIK FÜR ALLE

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG STUTTGART

Die wichtigsten Schaltzeichen der Radiotechnik

Schaltzeichen	Bezeichnung	Schaltzeichen	Bezeichnung
	Antenne, Luftleiter		Ohmscher Regelwiderstand
	Erde		Kontaktgleichrichter (Kristalldetektor)
	Kondensator, unveränderlich		Glimmröhre
	Kapazität, stetig regelbar, Drehkondensator (Rotor beliebig)		Fotozelle
	Differentialkondensator		Mikrofon, allgemein
	Induktivität (Spule), unveränderlich		Lautsprecher, allgemein
			Gleichstrom
	Induktivität (Spule), stetig regelbar		Wechselstrom
	Ohmscher Widerstand, Massewiderstand		Galvanisches Element, Sammler
			Leitung
	Ohmscher Widerstand, induktionsfrei und kapazitätsarm		Leitungskreuzung ohne Verbindung

Die wichtigsten Schaltzeichen der Radiotechnik

Schaltzeichen	Bezeichnung	Schaltzeichen	Bezeichnung
	Leitungskreuz mit fester Verbindung		Pentode, indirekt geheizt
	Null-Leiter		
	Einschalter (Arbeitskontakt)		Duo-Triode, indirekt geheizt
	Umschalter		Hexode, indirekt geheizt
	Spannungsmesser		
	Strommesser		Duodiode-Triode, indirekt geheizt
	Halbweggleichrichter, direkt geheizt		
	Vollweggleichrichter, direkt geheizt		Duodiode-Pentode, indirekt geheizt
	Vollweggleichrichter, indirekt geheizt		Oktode, indirekt geheizt
	Triode, direkt geheizt		
	Triode, indirekt geheizt		Triode-Mischhexode, indirekt geheizt
	Pentode, direkt geheizt		Stromquelle, allgemein

HEINZ RICHTER

RADIOTECHNIK FÜR ALLE

Mit 327 Abbildungen im Text
und 78 Tafelbildern auf 12 Kunstdrucktafeln

Zehnte, verbesserte Auflage

1958

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG STUTTGART

Umschlag und Tafeln II, III, IV nach Fotografien von Fritz Baur; Tafeln I und V nach Aufnahmen von Foto-Flaig; Abbildungen der Tafel VI aus Heinz Richter, Elektrotechnik für Jungen (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart). In den anderen Tafeln Werkbilder der Firmen Blaupunkt, Graetz, Lorenz, Philips, Telefunken und Valvo. Die Abb. 97—106 stammen von Valvo, Hamburg.

38.—40. Tausend

Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart / 1958 / Alle Rechte, auch die des auszugsweisen Nachdrucks, der photomechanischen Wiedergabe und der Übersetzung, vorbehalten / © Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart, 1949 / Printed in Germany / Verlagsnummer 2562 /
Druck: Johannes Illig, Buch- und Offsetdruckerei, Göppingen (Württbg.)

Inhaltsverzeichnis

Einleitung 7

1. Kapitel: Wellen und Wellenfortpflanzung 11

2. Kapitel: Bausteine von Radioempfängern 37

3. Kapitel: Grundzüge des Radioempfangs 72

4. Kapitel: Die Elektronenröhre 105

5. Kapitel: Röhren-Empfangsschaltungen 149

6. Kapitel: Hochfrequenzverstärkung 179

7. Kapitel: Niederfrequenzverstärkung 210

8. Kapitel: Geradeaus-Empfänger 242

9. Kapitel: Der Transponierungsempfänger (Superhet) . . . 269

10. Kapitel: Elektro-Akustik 305

11. Kapitel: Hilfsschaltungen und Hilfsorgane 327

12. Kapitel: Stromversorgung von Radiogeräten 360

13. Kapitel: Spezialschaltungen und Sonderfragen 379

14. Kapitel: Die kürzesten Wellen 405

15. Kapitel: Sondergebiete der Radiotechnik 426

Anhang: Auflösung der Radio-Quiz, die wichtigsten Formeln der Radiotechnik 446

Verzeichnis der Tafelbilder 455

Sachregister 457

Einleitung

Der moderne Mensch ist durch die Technik im Laufe vieler Jahrzehnte außerordentlich verwöhnt worden. Wir zaubern heute mit großer Selbstverständlichkeit die entferntesten Radiosendungen klangrein und lautstark in unsere Wohnräume und empfangen mit einer staunenswerten Gleichgültigkeit transozeanische Kurzwellensender im fahrenden Auto, ganz zu schweigen von den Wundern des Fernsehens und der allgemeinen Elektronik, die bei der großen Masse des Volkes auch nur noch wenig Staunen erregen. Schade, daß das so ist. Taucht eine technische Neuerung auf, so wundert man sich kaum noch darüber, sondern fragt zunächst einmal, wofür man sie verwenden kann. Erweist sich die Neuerung für die kriegerische Vernichtung unzähliger Menschenleben als geeignet, so genießt sie eine besondere Wertschätzung.

Die Radiotechnik ist nun ein Gebiet, das nicht nur für politische und geschäftliche Zwecke mißbraucht wird, sondern das auch weite Kreise von Nichtfachleuten in seinen Bann gezogen hat. Das ist verständlich, denn die meisten Menschen werden von geheimnisvollen Dingen gefesselt und möchten gern mehr darüber wissen.

Sind nun die Vorgänge in der Radiotechnik wirklich geheimnisvoll? Diese Frage muß mit Ja, aber auch mit Nein beantwortet werden. Beispielsweise läßt sich die Ausbreitung der elektromagnetischen Energie in ihrem Wesen wohl mathematisch bis ins kleinste erfassen, und wir können heute das Verhalten einer „Welle“ unter gewissen Bedingungen genauestens vorausberechnen. Eine bildliche Vorstellung, die in jeder Beziehung den Kern der Sache trifft, ist aber selbst dem bedeutendsten Fachmann nicht möglich! Er steht daher heute noch genau so wie vor etwa 35 Jahren mit einer gewissen Ehrfurcht vor Dingen, die sich seinem klaren und nüchternen Verstand nur unvollkommen offenbaren. Man braucht nur an die jetzt völlig widerlegte Hypothese des Weltraum-Äthers zu denken. Es hat nicht an Versuchen gefehlt, auch diese Probleme dem menschlichen Verständnis durch mechanische Vergleiche, die unseren Sinnen am leichtesten zugänglich sind,

näher zu bringen. Trotzdem — es gelang nicht, die letzten Schleier zu lüften! Anderseits gibt es radiotechnische Vorgänge, die mit dem gesunden Menschenverstand ohne weiteres begriffen werden können. Dazu gehört z. B. die Wirkungsweise von Radioempfängern und deren Einzelorganen. Um das Wesen dieser Dinge in ihren Grundzügen zu verstehen, braucht man weder Techniker, noch Mathematiker zu sein, sondern muß lediglich eine gute Auffassungsgabe besitzen.

Jeden, der sich mit der Radiotechnik beschäftigt, sei es durch theoretisches Studium oder durch praktische Tätigkeit, wird dieses Wissensgebiet unweigerlich in seinen Bann ziehen. Wer sich der Radiotechnik einmal verschrieben hat, fragt nicht nur nach ihrer materiellen Bedeutung, sondern auch vor allem nach ihrem Wesen. Er interessiert sich für das „Warum" und nicht allein für das „Wofür"!

Entdeckungs- und Forschungsreisen sind jedoch nicht nur gefährlich, sondern auch sehr oft erfolglos, wenn man keinen geeigneten Führer, keinen Wegweiser hat. Wer ernsthaft in die Geheimnisse der drahtlosen Technik eindringen will, braucht einen Helfer und Lehrer, der an die Dinge heranführt und den Weg zum richtigen Verständnis weist. Zu diesem Zweck wurde das vorliegende Buch geschrieben. Es will jedem, der sich für technische Dinge begeistern kann, mit leicht verständlichen Erläuterungen und Hinweisen zur Hand gehen und mithelfen, den Schlüssel zum Geheimnis der drahtlosen Technik zu finden und richtig zu gebrauchen. In diesem Buch kommt keine einzige Formel vor, so daß sein Inhalt von jedermann verstanden werden kann! Zusammenzählen, Abziehen und Malnehmen ist alles, was man können muß, um den Darlegungen zu folgen. Allerdings setzen wir die einfachsten elektrotechnischen Grundbegriffe, wie Strom, Spannung, Widerstand und Leistung, als bekannt voraus. Wer sich hierüber vorher noch informieren will, dem sei die „Elektrotechnik für Jungen" des gleichen Verfassers empfohlen, die von diesen Dingen ausführlich berichtet und auch von Erwachsenen gern zur Hand genommen wird. Indessen enthält unser Buch an passenden Stellen kleine Wiederholungen und Hinweise auf die Grundlagen, so daß sich auch der elektrotechnisch überhaupt nicht orientierte Leser schnell zurechtfindet. Für den Radiobastler soll dieses Werk außerdem eine Art Vorschule sein, die ihm die für seine Tätigkeit erforderlichen grundlegenden Kenntnisse vermittelt.

Mit der leicht verständlichen Darstellung schwieriger technischer Fragen nehmen alle Verfasser eine große Verantwortung auf sich, denn nichts ist schlimmer, als wenn der Leser auf Grund zu sehr vereinfachter Darstellungen falsche Begriffe erhält. Verlag und Verfasser haben daher bewußt von einem im „Plauderton" geschriebenen Werk Abstand genommen, denn solch ein Vorgehen fördert nicht, sondern hemmt ein aufmerksames Mitdenken.

Das vorliegende Buch bemüht sich, das Wesentliche zu betonen, unwichtige Einzelheiten dagegen fortzulassen. Die kurzen Zusammenfassungen am Schluß eines jeden Kapitels sollen dem Leser eine Gedächtnisstütze sein. An die Zusammenfassungen schließt sich jeweils ein Fragespiel an, das wir „Radio-Quiz" genannt haben. Der Leser hat hier Gelegenheit, in anregender Form seine neuerworbenen Kenntnisse nachzuprüfen.

Den Abschluß des Werkes bildet ein kleiner, vom Text völlig getrennter Formelanhang mit den wichtigsten mathematischen Zusammenhängen der Radiotechnik. Dieser Anhang ist nur für solche Leser gedacht, die größere Vorkenntnisse haben und schnell die eine oder andere Formel nachschlagen wollen. Das Verständnis der Formeln ist für die nutzbringende Lektüre unseres Werkes keineswegs erforderlich.

Sehr wichtig ist, daß unser Buch systematisch, d. h. ohne einzelne Kapitel zu überspringen, gelesen wird. Beginnt man nämlich die Lektüre bei einem beliebigen Abschnitt, so wird man oft auf Begriffe stoßen, die an früheren Stellen erklärt worden sind, also als bekannt vorausgesetzt werden. Dann wird manches nicht verständlich sein. Deshalb muß man Kapitel für Kapitel gründlich lesen und sich immer wieder überzeugen, ob man tatsächlich alles verstanden hat. N a c h der Lektüre dieses Buches eignen sich die Radio-Fernkurse des Verfassers besonders gut für eine intensive persönliche Schulung (Anschrift: Güntering, Post Hechendorf, Pilsensee).

Anmerkung zur zweiten bis zehnten Auflage

Unser erstmalig Ende 1949 erschienenes Buch liegt jetzt (1958) in der zehnten Auflage (38. bis 42. Tausend) vor. Wenn man in Betracht zieht, daß der weitaus größte Teil von Büchern technischen Inhalts im gleichen Zeitraum bestenfalls eine Auflage von einigen Tausend Exemplaren erreichen konnte

bzw. nicht mehr existiert, so müssen für den außergewöhnlichen Erfolg des vorliegenden Werkes besondere Gründe maßgebend sein. Wir betrachten die erstaunlich große und stetig anhaltende Nachfrage vor allem als Beweis dafür, daß die von uns gewählte Schilderung der radiotechnischen Vorgänge den Wünschen unserer Leser am besten entgegenkommt. Die hier vorliegende 10. Auflage wurde gründlich durchgesehen und auf den neuesten technischen Stand gebracht.

Die Fortsetzung dieses Werkes bildet das Buch „UKW-FM", das bereits in der fünften Auflage erschienen ist und in der hier bewährten Darstellungsart über die modernen Probleme des Ultrakurzwellen-Rundfunks Aufschluß gibt. Auch ein Fernsehbuch mit dem Titel „Fernsehen für Alle" ist schon in der vierten Auflage herausgekommen.

Weiterhin sind zwei Bände mit den Titeln „Radiopraxis für Alle" und „Fernseh-Experimentier-Praxis" erschienen, die in neuartiger Form eine Einführung in das praktische Arbeiten auf dem Gebiet der Elektronentechnik geben. Der erste, nach kurzer Zeit schon in fünfter Auflage erschienene Band behandelt die Radiotechnik, während im zweiten Band Fernsehversuche erörtert werden. Ferner sei auf das Werk „Tonaufnahme für Alle" (3. Auflage 1958/59) verwiesen, in dem unsere Leser mit der Magnetton- und Folientechnik schnell vertraut gemacht werden. Ein neuartiger Fernseh-Fernkurs mit Aufgabenbetreuung hat sich bereits bewährt. Ferner ist die „Elektroakustik für Alle" erschienen, die sich mit den Fragen der Tonübertragung gründlich befaßt. Erstaunlich großen Anklang fand das schon in 3. Auflage erscheinende Werk „Radiobasteln für Jungen", jetzt ergänzt durch „Neues Bastelbuch für Radio und Elektronik". Schließlich sei auf das für Fachleute bestimmte „Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangstechnik" verwiesen. Für den Elektronik-Interessenten sind außerdem vier neue Bände „Elektronik in Selbstbau und Versuch", (4. Aufl.) „Praktische Elektronik für jeden Beruf" (2. Aufl.), „Transistor-Praxis" (4. Aufl.) und „Atomstrahlen/Geigerzähler" (2. Aufl.), bestimmt, ferner die vierbändige „Neue Schule der Radiotechnik und Elektronik" als ernsthaftes Fachwerk für Berufszwecke. Mehrere Werke des Verfassers sind in fremdsprachigen Ausgaben (niederländisch, französisch, tschechisch, ungarisch, schwedisch, italienisch) erschienen.

1. Kapitel: Wellen und Wellenfortpflanzung

Unter einer „Welle" stellt man sich im täglichen Leben stets etwas gleichmäßig Bewegtes, etwas Fortschreitendes vor. Die bekanntesten wellenförmigen Erscheinungen sind die Schallwellen, die unserem Ohr, und die Wasserwellen, die unserem Auge zugänglich sind. Dagegen besitzen wir für die elektrischen Wellen kein Organ, durch das wir sie in irgendeiner Form wahrnehmen können. Sie sind unsichtbar, unhörbar und erzeugen auch keinerlei andere Wirkungen, auf die einer unserer fünf Sinne ansprechen würde. Indessen verfügen wir über genügend Hilfsmittel, um elektrische Wellen zu „entdecken" und in Erscheinungen umzuformen, die unseren Sinnen zugänglich sind.

Die Existenz elektrischer Schwingungen wurde schon sehr frühzeitig, etwa Mitte des vorigen Jahrhunderts, von dem englischen Physiker Maxwell vorausgesagt. Das geschah auf Grund rein theoretischer Überlegungen, denn Maxwell standen die oben erwähnten Hilfsmittel überhaupt nicht zur Verfügung. Daß dem englischen Forscher diese Voraussage unter solchen Umständen gelang, wird stets zu den größten Triumphen menschlichen Geistes zählen.

Eine Welle, ganz gleich welcher Art, wird durch einige wenige Eigenschaften, die man in Worte fassen oder auch durch genaue Zahlen ausdrücken kann, in ihrem Verhalten eindeutig gekennzeichnet. Wir wollen daher die Natur einer Welle schlechthin am Beispiel der uns allen geläufigen Wasserwelle näher kennenlernen, uns aber hier schon merken, daß zwischen der Wasserwelle und der elektrischen Welle keineswegs nähere Beziehungen bestehen; sie sind weder Geschwister noch Vettern, nicht einmal entfernte Verwandte — ihrer N a t u r nach. In ihren E r s c h e i n u n g s f o r m e n hingegen zeigen sie große Ähnlichkeiten. Auch der blaue Himmel und ein blaues Kleid haben miteinander nicht mehr gemein als die Farbe. In diesem Sinne will der Unterschied zwischen Wasserwellen und elektrischen Wellen verstanden sein.

1. Ein Stein fällt ins Wasser

Was geschieht, wenn nach Abb. 1 ein Stein ins Wasser fällt? Er schafft sich zunächst Platz und muß zu diesem Zweck eine bestimmte Menge Wasser verdrängen, denn wo schon ein Körper — hier also das Wasser — ist, kann ein anderer nicht sein. Das von dem Stein verdrängte Wasser muß aber irgendwo bleiben, denn es kann nicht spurlos verschwinden. Da größere Wassermassen träge und nicht gewillt sind, sofort Platz zu schaffen, sucht sich das verdrängte Wasser ein Notquartier, ganz ähnlich wie plötzlich eintreffende Flüchtlingsströme zunächst in „Durchgangslagern" aufgefangen werden. Das Wasser findet ein solches „Heim" etwas oberhalb der eigentlichen Wasserfläche in dem dort befindlichen Luftraum. Dort kann es aber nicht lange verweilen, denn Luft hat bekanntlich keine Balken. Folglich weicht die neben dem kleinen „Wasserberg" befindliche Wassermenge dem Druck allmählich aus und begibt sich ihrerseits in ein neues „Notquartier", so daß ein neuer Wasserberg entsteht, während der erste in das jetzt entstandene Tal stürzt. Aber auch der zweite Wasserberg kann sich nicht halten, er verdrängt neues Wasser, das einen dritten Berg bildet und so weiter. So folgen Berg und Tal und Tal und Berg in regelmäßiger Folge aufeinander. Das bedeutet aber nichts anderes, als daß sich die einmalig durch den Steinwurf hervorgerufene Störung nach bestimmten Gesetzen über den ganzen Teich hinweg fortpflanzt. Vom Zentrum der Störung, also von der Einwurfstelle des Steins aus gesehen, bilden sich Wasserberge und Wassertäler nach allen Richtungen. Es gibt daher in einem bestimmten Abstand vom Mittelpunkt aus unendlich viel Berge und Täler, die auf einer Kreislinie dicht nebeneinander liegen und letzten Endes das darstellen, was der flüchtig über die Wasserfläche gleitende Blick als „Welle" wahrnimmt, die dem Steinwurf folgt und sich immer mehr auszuweiten scheint. Diese Ausweitung findet ihre Erklärung darin, daß sich immer neue Berge und

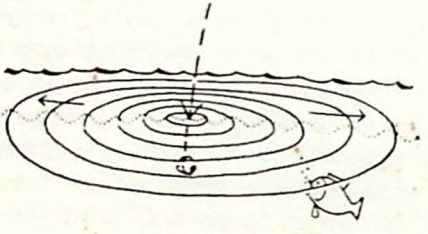


Abb. 1. Ein Steinwurf ins Wasser

Täler in stets wachsendem Abstand vom Herd der Störung ausbilden.

Wir sehen, daß nicht etwa ein und dieselbe Wassermenge immer weiterwandert, sondern daß die einzelnen kleinen Wasserberge an Ort und Stelle bleiben und sich eigentlich nur in senkrechter, aber nicht in waagrechter Bewegung fortpflanzen. Lediglich die B e w e g u n g, einmal durch den Stein ausgelöst, schreitet in waagrechter Richtung fort und entfernt sich von der Wurfstelle mehr und mehr. Daraus ergibt sich aber, daß das Wasser nur der T r ä g e r der Bewegung ist; was dagegen fortgepflanzt wird, ist mechanische Energie, die sich ursprünglich als Bewegungsenergie in dem Stein befand, der sie beim Auftreffen auf die Wasserfläche an das Wasser abgab. Diese Erkenntnis ist wichtig, denn sie lehrt uns, daß Wasserwellen nicht aus fließendem Wasser, sondern aus fließender Energie bestehen, deren Fortpflanzung das Wasser lediglich vermittelt. Das Auftreten von Wasserwellen ist also keineswegs an das Vorhandensein fließenden Wassers geknüpft. Umgekehrt kann ein starker Wasserfluß sehr wohl ohne die geringste Wellenbildung zustandekommen. Man braucht nur an einen Wasserstrahl zu denken, der absolut gleichmäßig und wohlgeformt aus dem Hahn einer schwach aufgedrehten Leitung quillt.

Wir werfen einen neuen Stein ins Wasser und verfolgen den schimmernden und ständig größer werdenden Wasserring möglichst genau. Es fällt uns schwer, ihn im Auge zu behalten, denn er wird immer undeutlicher und verschwommener. Schließlich verschwindet der Ring überhaupt aus unserem Gesichtsfeld. Woher rührt diese Erscheinung? Offenbar werden die Wasserberge mit zunehmender Entfernung von der Wurfstelle immer kleiner. Das bedeutet aber, daß die einmal vom Stein abgegebene Energie langsam, aber sicher verzehrt wird; denn je kleiner die Energie ist, um so kleiner sind auch ihre Auswirkungen, die sich in unserem Fall als mehr oder weniger große Wasserberge darstellen. Wo aber bleibt die Energie? Daß sie verlorengehen kann, verbietet ein in der ganzen Natur gültiges, fundamentales Gesetz; es besagt, daß die Summe der insgesamt auf der Erde vorhandenen Energie stets konstant, d. h. gleich groß bleibt, und daß lediglich ihre Erscheinungsform wechseln kann. Wenn also die im Wasser vorhandene mechanische Energie abnimmt, muß dieser Abnahme die gleichwertige Zunahme einer anderen

Energieform gegenüberstehen. Und so ist es tatsächlich! Die vielen kleinen Wasserteilchen, aus denen unsere Wasserberge bestehen, reiben sich bei dem stetigen Auf und Ab aneinander. Daß Reibung Wärme erzeugt, wissen wir aus dem täglichen Leben. Wärme ist jedoch eine andere Energieform. Die mechanische Energie wird also langsam in Wärmeenergie verwandelt, und zwar so lange, bis sie völlig verschwunden ist. Die vom Stein abgegebene Energie steckt aber nach wie vor im Wasser! Das könnten wir mit einem genügend empfindlichen Thermometer nachweisen. Es würde uns zeigen, daß das Wasser des Teiches nunmehr um einen zwar außerordentlich kleinen, aber immerhin meßbaren Betrag wärmer ist als vorher.

Ein dritter Stein fliegt in kühnem Schwung auf die inzwischen beruhigte Wasserfläche. Wir sind neugierig geworden, und unser Blick ist durch die bisherigen Beobachtungen geschärft. Diesmal wählen wir einen ganz schweren Brocken, der das Wasser beim Aufschlag gehörig aufspritzen läßt. Die Folge davon ist das Auftreten sehr großer Wasserberge, die noch nicht verschwunden sind, wenn die „Wellen" den Teichrand erreicht haben. Was nun? Einen Augenblick scheint die Bewegung zu stocken, es scheint, als sei die Energie von dem angrenzenden Erdreich verschluckt. Doch nur wenig später stellen wir etwas ganz Merkwürdiges fest: Vom Ufer löst sich ein neuer Wasserberg ab, der nun wieder der Mitte, d. h. dem Zentrum der Störung, zustrebt. Das geschieht an allen Stellen des Ufers gleichzeitig, wenn wir den Teich als rund und die Lage des Steinwurfs genau in der Mitte annehmen. Es bildet sich also wiederum eine Wasserwelle, deren Durchmesser sich nun aber immer mehr verengt, bis sie das Zentrum der Störung unmittelbar umschließt und dort zu einem Punkt verschmilzt. War der Steinwurf kräftig genug, so werden wir sehen, daß sich eine neue Welle bildet, die wieder vom Mittelpunkt fortläuft, genau so, als ob ein neuer Stein das Wasser getroffen hätte. Diese zweite Welle wird natürlich entsprechend schwächer sein und den Rand des Teiches nicht mehr erreichen.

Ein Stein fällt ins Wasser — so einfach, und doch so folgenreich!

2. Der Steinwurf hat Folgen

Die Menschen sind nicht glücklich, wenn sie nicht alles zergliedern, einordnen, klassifizieren und benennen können. So hat man auch den hübschen Begleiterscheinungen des Steinwurfs auf eine spiegelblanke Wasserfläche trockene und teilweise recht wissenschaftliche Namen gegeben, hat Messungen angestellt, Gesetzmäßigkeiten daraus abgeleitet und Theorien gebildet. Auf Grund dieser Theorien sind im Lauf der Jahrzehnte viele Erfindungen entstanden, erfreuliche und unerfreuliche, darunter auch die Atombombe, gleichsam als warnendes Signal dafür, wie ein einfacher Steinwurf ins Gigantische gesteigert werden und zur Vernichtung der Menschen führen kann, wenn sie zu weit in die Geheimnisse der Natur eindringen wollen.

Wir bleiben jedoch bei unserem harmlosen Teich und wollen hören, wie man die im vorigen Abschnitt beschriebenen Erscheinungen nennt und wie sie miteinander zusammenhängen. Wenn wir darüber Bescheid wissen, sind wir auch in unseren radiotechnischen Kenntnissen ein gutes Stück weitergekommen.

In Abb. 2 ist ein Querschnitt durch die von einem Stein getroffene Fläche dargestellt. Der gewöhnliche Stand der Wasserfläche ist durch die „Wasserlinie" angedeutet. Wir erkennen die Wasserberge und Wassertäler als Folge des Steinwurfs, die mit zunehmender Entfernung immer flacher bzw. immer weniger tief werden.

Wenn wir eine solche fortschreitende Wellenbewegung nun mit dem Zentimetermaß untersuchen, werden wir finden, daß bestimmte Wasserhöhen und Wassertiefen in genau gleich großen Zeitabständen wiederkehren. Besonders markante

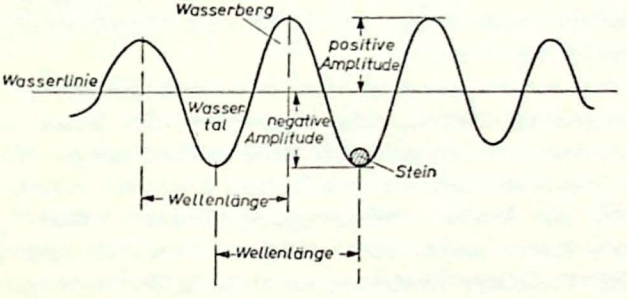


Abb. 2. Querschnitt durch die getroffene Wasserfläche

Fälle haben wir in Form der Berggipfel und Talsohlen, d. h. den Höchst- und Tiefstwerten der Wasserfläche, vor uns. Wir sehen, daß beispielsweise innerhalb des Abstandes zwischen zwei Gipfeln, aber auch zwischen zwei Tälern jeweils eine vollkommene „Welle" durchlaufen wird. So beginnt das Wasser, vom Gipfel aus gesehen, zunächst zu fallen, unterschreitet die normale Wasserlinie und erreicht die Talsohle. Dann steigt es wieder, erreicht die Wasserlinie, überschreitet diese und erklimmt den nächsten Gipfel. Von hier ab spielt sich wieder derselbe Vorgang ab. Der Abstand zwischen den beiden Gipfelpunkten entspricht also genau der Strecke, die zum vollkommenen Durchlaufen einer Welle gehört, und wird „Wellenlänge" genannt, eine Bezeichnung, die jedem Radiohörer aus den Programmen der Rundfunksender geläufig ist.

Auch die Höhe der Gipfel über und die Tiefe der Täler unter der Wasserlinie haben bestimmte Namen. Im ersten Fall spricht man von der „positiven Amplitude", im zweiten Fall von der „negativen Amplitude". Man kann auch die Bezeichnung „Scheitelwert" oder „Höchstwert" gebrauchen. Nun gibt es natürlich unzählig viele Zwischenstadien des Wasserniveaus, die alle nur denkbaren Werte zwischen der negativen und der positiven Amplitude erreichen können. Diese Zwischenstadien heißen „Augenblickswerte", „Phasen" oder „Elongationen".

Selbstverständlich ist die Schnelligkeit, mit der sich die im Wasser steckende Energie nach allen Seiten fortpflanzt, von großem Interesse. Wir sprechen in diesem Fall von der „Fortpflanzungsgeschwindigkeit" und drücken sie durch die in einer bestimmten Zeiteinheit von der Welle durchlaufenen Strecke aus. Hat der Wellengipfel z. B. in einer Sekunde eine Strecke von 50 m durchlaufen, so beträgt die Fortpflanzungsgeschwindigkeit 50 Meter in der Sekunde, abgekürzt 50 m/sec. Es ist genauso wie beim Auto, dessen Geschwindigkeit wir z. B. in km/Stunde messen.

Nicht nur Entfernungen, sondern auch Zeiten sind bei der Ausbreitung von Wellen von Interesse. So kann man z. B. fragen, wie lange es dauert, bis eine vollständige Welle durchlaufen ist. Auch die hierzu gehörende Zeit hat einen bestimmten Namen; sie heißt „Schwingungsdauer" oder „Periode". Umgekehrt kann man sich fragen, wieviel Schwingungen oder Wellen in einer bestimmten Zeit, z. B. in einer Sekunde, vollführt werden. Diese Zahl, die in der Radiotechnik beson-

ders wichtig ist, heißt „Frequenz" und wird in Wellenzügen je Sekunde gemessen. Diese Maßeinheit ist aber ziemlich umständlich. Man hat daher eine neue kürzere Bezeichnung, nämlich das „Hertz", geprägt. Dieser Ausdruck hält die Erinnerung an einen der größten deutschen Physiker, Heinrich Hertz, fest. Ein Hertz (1 Hz) bedeutet, daß sich in einer Sekunde eine volle Schwingung vollzieht. Eine Frequenz von 50 Hz entspricht daher dem Durchlaufen von 50 vollen Schwingungen oder Wellenzügen in einer Sekunde.

Zwischen der Wellenlänge und der Frequenz besteht ein ganz bestimmter Zusammenhang, den wir kennen müssen. Nehmen wir einmal eine Ausbreitungsgeschwindigkeit von 10 m/sec. an. Haben wir eine Schwingung von 10 Hz, so bedeutet das offenbar, daß sich in einer Sekunde 10 Schwingungen abspielen. In dieser Zeit ist die in der Welle steckende Energie gerade 10 m weit gekommen. Wenn sich aber auf eine Strecke von 10 Meter 10 Schwingungszüge verteilen, so trifft offenbar auf einen Schwingungszug eine Strecke von 1 m. Nach unseren früheren Erklärungen entspricht das jedoch der Wellenlänge. Wäre die Fortpflanzungsgeschwindigkeit zehnmal größer, so würden sich die zehn Schwingungszüge auf eine Strecke von 100 Meter verteilen, d. h. die Wellenlänge hätte dann den Wert von 10 m. Je größer also die Fortpflanzungsgeschwindigkeit bei gleicher Frequenz ist, um so größer ist auch die Wellenlänge.

Bleiben wir nun einmal bei der gleichen Fortpflanzungsgeschwindigkeit von 10 m/sec. Zu einer Frequenz von 10 Hz gehört dann eine Wellenlänge von 1 m. Beträgt die Frequenz dagegen 100 Hertz, so verteilen sich auf eine Strecke von 10 m 100 Wellenzüge. Demnach trifft auf einen Wellenzug nur eine Strecke von 10 : 100 = 0,1 m. Die Wellenlänge ist also jetzt wesentlich kleiner geworden. Daraus entnehmen wir, daß die Wellenlänge um so kürzer ist, je größer man die Frequenz der Schwingung wählt.

Wellenlänge, Frequenz und Fortpflanzungsgeschwindigkeit hängen, wie unsere einfachen Überlegungen zeigen, untrennbar zusammen. Wenn zwei der drei Größen gegeben sind, kann die dritte errechnet werden. Wollen wir die Wellenlänge aus der Frequenz bestimmen, so brauchen wir nur die Fortpflanzungsgeschwindigkeit durch die Frequenz zu teilen. Ist die Wellenlänge dagegen bekannt, so können wir die Frequenz

errechnen, indem wir die Fortpflanzungsgeschwindigkeit durch die Wellenlänge dividieren. Sind schließlich Frequenz und Wellenlänge einer Schwingung bekannt, so ergibt sich die Fortpflanzungsgeschwindigkeit aus dem Produkt der beiden Größen.

Wir haben uns nun bereits das unbedingt erforderliche Rüstzeug verschafft, um eine „Welle" in ihrem Verhalten und ihren Eigenschaften zu verstehen. Der zugehörige „Formalismus" ist nicht umsonst, denn er schafft feste Begriffe, und im Lauf der Zeit wird jeder „Fachausdruck" für uns lebendig werden, nämlich dann, wenn wir uns unter ihm einen bestimmten Vorgang oder eine bestimmte Eigenschaft handgreiflich vorstellen können. Auch ein Autotechniker spricht in aller Kürze von einem Lager, einem Kolben oder einem Pleuel und verbindet damit die lebendige Vorstellung von einem Maschinenteil, das vor seinem geistigen Auge so auftaucht, wie es in Wirklichkeit aussieht.

3. Vom Wassertropfen zur Radiowelle

Der Weg vom Wassertropfen zur Radiowelle ist weit, aber nicht unüberwindlich. Wir erinnern uns jetzt an die Ausführungen auf S. 11, wo davon die Rede war, daß Wasserwellen und Radiowellen nicht wesensverwandt sind. In beiden Fällen jedoch handelt es sich um Energie, die einen „Träger" oder ein „Medium" durcheilt und sich in diesem mit einer bestimmten Geschwindigkeit fortpflanzt. Deshalb können wir alle im vorigen Abschnitt erwähnten formalen Begriffe auch auf die Radiowellen übertragen.

Mechanische Wellen und Schallwellen sind etwas Körperhaftes. Deshalb benötigen sie auch ein körperhaftes Medium zur Fortpflanzung. Bleiben wir bei den Schallwellen. Sie können sich in jedem beliebigen festen, flüssigen oder gasförmigen Stoff fortbewegen, nicht dagegen im Vakuum. Jedem Besucher des Deutschen Museums in München wird der eindrucksvolle Versuch mit der elektrischen Glocke bekannt sein, die sich in einem mehr oder weniger luftleeren Raum befindet. Die Klingel hängt in einem durchsichtigen Glasgefäß, das mit einer Vakuumpumpe verbunden ist. Solange sich Luft im Gefäß befindet, hören wir die Glocke mit großer Lautstärke. Setzen wir die Pumpe in Betrieb, so wird immer mehr Luft aus dem Gefäß entfernt. Gleichzeitig ertönt die Glocke

schwächer und schwächer, bis überhaupt nichts mehr zu hören ist. Dieser Versuch beweist, daß die Luft zur Übertragung der Schallwellen unbedingt erforderlich ist.

Würden wir an Stelle der Klingel eine elektrische Glühbirne in den Glaszylinder hängen, so würde sie unserem Auge stets mit derselben Helligkeit erscheinen, gleichgültig, ob der Zylinder Luft enthält oder nicht. Daraus erkennen wir, daß zur Übertragung von Lichtwellen ein körperliches Medium überhaupt nicht erforderlich ist! Dasselbe gilt für die mit den Lichtwellen sehr eng verwandten Radiowellen. Will man jedoch die Vorgänge bei der Ausbreitung von Licht- und Radiowellen dem menschlichen Verständnis näher bringen, so muß man sich wohl oder übel wenigstens gedanklich einen „Träger" schaffen und diesem Träger Eigenschaften zuschreiben, die mit dem Wesen der Ausbreitung elektrischer Energie in Einklang zu bringen sind. Man nahm daher an, daß der von Materie völlig befreite, in landläufigem Sinne also absolut leere Raum von einem Etwas erfüllt ist, dem man den Namen „Äther" gab. Durch die Forschungen des großen Physikers Einstein wurde diese Annahme jedoch widerlegt. Trotzdem können wir grundsätzlich bei der durchaus richtigen Vorstellung bleiben, daß sich die Radiowellen mit einer bestimmten Geschwindigkeit im Raume fortpflanzen, ohne dabei an einen „Träger" im landläufigen Sinne gebunden zu sein.

Wir sehen schon, daß eine wirklich den Kern der Dinge treffende „mechanische" Vorstellung nicht gut möglich ist. Wir kommen der Sache vielleicht am nächsten, wenn wir die Radiowellen mit unseren Gedanken vergleichen. Gedanken sind — ganz roh gesehen — nichts anderes als bestimmte Zustände in den Zellen unseres Gehirns. Ähnliches gilt für Radiowellen. Elektrische Schwingungen sind letzten Endes ebenfalls elektrische Zustände, die sich durch Größe und Richtung der elektrischen Energie unterscheiden, die diese Zustände hervorruft. Legen wir z. B. zwischen zwei metallische Drähte eine elektrische Spannung, wie sie uns etwa an jeder Steckdose zur Verfügung steht, so befindet sich der Raum zwischen den beiden Drähten in einem Zustand, der elektrisch von dem der nicht von den Drähten beeinflußten Umgebung abweicht. Unter bestimmten Voraussetzungen wandert von den Drähten ein wenig elektrische Energie in den Raum ab, allerdings nur dann, wenn es sich bei der Spannung zwischen den Drähten um eine „Wechselspannung" handelt, deren

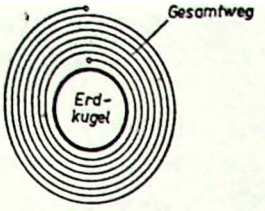


Abb. 3. Die Geschwindigkeit der elektromagnetischen Welle

Größe und Richtung sich in völlig regelmäßigen Zeitabschnitten ändert. Eine solche Wechselspannung ist nun die unmittelbare Ursache für das Freiwerden elektrischer Energie, deren Größe und Richtung genau in dem Rhythmus wechselt, den die Frequenz der Wechselspannung vorschreibt.

Wir finden nun allmählich einen wenigstens begrifflichen Zusammenhang zwischen den Radio- und den Wasserwellen. Hier wie dort breitet sich in einem bestimmten Medium Energie aus, die ihre Größe und Richtung ständig ändert. Dem Wasserberg entspricht ein Maximum der elektrischen Energie in positiver Richtung (positive Amplitude), dem Wassertal ein elektrisches Energiemaximum in negativer Richtung (negative Amplitude). Wir besitzen heute Hilfsmittel, um genau festzustellen, wie weit ein elektrisches Energiemaximum in einer Sekunde gekommen ist. Die ermittelte Zahl ist unwahrscheinlich groß: Wenn eine Sekunde vergangen ist, befindet sich der elektrische „Wellenberg" schon 300 000 km von seinem Ausgangsort entfernt! Daraus folgt, daß die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektrischen Energie einen Wert von 300 000 km/sec hat (Abb. 3). Alles, was wir bei der Besprechung von Wasserwellen über Frequenz, Schwingungsdauer und Wellenlänge hörten, läßt sich nun ohne weiteres auf die Radiowellen übertragen. Wenn die elektrische Spannung, die für die Ausstrahlung der elektrischen Energie verantwortlich ist, ihre Richtung in der Sekunde 100 000 mal ändert, so folgt auch die elektrische Welle diesem Wert. Man spricht dann von einer Frequenz von 100 000 Hertz oder 100 Kilohertz (Kilohertz abgekürzt = kHz). Dazu gehört nach

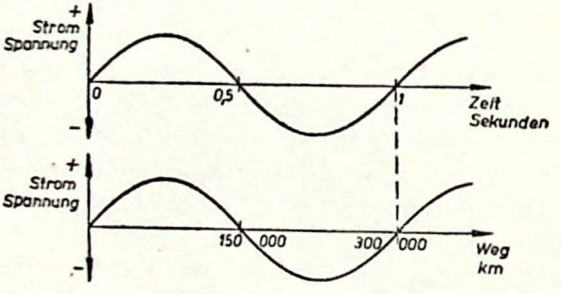


Abb. 4. Zum Zusammenhang zwischen Frequenz und Wellenlänge

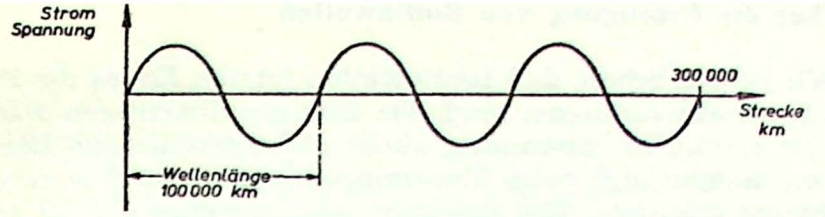


Abb. 5. Darstellung einer Wellenlänge von 100 000 km

unseren früheren Darlegungen eine Wellenlänge von 300 000 : 100 000 = 3 km oder 3 000 m. Wir können diese Wellenlänge auch aus folgender einfacher Überlegung ableiten: In einer Sekunde ist die elektrische Energie 300 000 km weit gekommen. In derselben Zeit hat sie 100 000 vollständige Wellenzüge durchlaufen. Demnach fällt auf einen Wellenzug, also auf eine „Wellenlänge", der hunderttausendste Teil von 300 000 km, also eine Strecke von 3 km.

Abb. 4 verdeutlicht uns die vorstehenden Überlegungen an Hand einer kleinen Skizze, die für eine Frequenz von 1 Hz gilt. Man kann den Vorgang in zweierlei Form graphisch wiedergeben, indem man den elektrischen Strom oder die Spannung entweder in Abhängigkeit von der Zeit oder in Abhängigkeit vom durchlaufenen Weg darstellt. Die obere Figur der Abb. 4 bezieht sich auf die Zeit. Wir sehen, daß innerhalb einer Sekunde ein voller Schwingungszug durchlaufen ist. Nach einer Zeit von $\frac{1}{4}$ sec ist der Höchstwert erreicht, nach $\frac{1}{2}$ sec ergibt sich der Wert Null. Das entspricht gewissermaßen dem mittleren Wasserstand (Wasserlinie) der Abb. 2. Nach einer weiteren Viertelsekunde tritt ein Wellental auf, d. h. die Spannung hat nun ihren höchsten negativen Wert. Nach einer vollen Sekunde ist der ursprüngliche Zustand wieder erreicht.

Die untere Skizze der Abb. 4 zeigt dasselbe in Abhängigkeit von der zurückgelegten Wegstrecke. Der Begriff „Wellenlänge" wird hier besonders anschaulich, weil der ganzen Welle unmittelbar eine Strecke, in unserem Fall eine Strecke von 300 000 km, zugeordnet ist. Um das noch deutlicher zu machen, ist in Abb. 5 eine Welle mit einer Frequenz von 3 Hz dargestellt, also eine Schwingung, die sich in einer Sekunde dreimal vollzieht. Die Energie ist bei dieser Schwingung nach Ablauf einer ganzen Welle nur 100 000 km weit gekommen, weil lediglich eine dreimal kürzere Zeit zur Verfügung steht.

4. Über die Erzeugung von Radiowellen

Wir hörten schon, daß Radiowellen letzten Endes die Folge von Wechselspannungen sind. Da Energie übertragen werden soll, ist es mit der Spannung allein nicht getan, denn Energie kommt immer nur beim Zusammenwirken von Strom und Spannung zustande. Wir brauchen also zunächst einmal große Energiequellen, die Strom und Spannung in geeigneter Frequenz erzeugen können. Eine wirkungsvolle drahtlose Übertragung ist aus später zu erörternden Gründen nur von einer gewissen Mindestfrequenz ab möglich, die bei ungefähr 15 kHz (1 Kilohertz = 1000 Hertz) liegt. Die Anlagen zur Erzeugung der für die Ausstrahlung bestimmten elektrischen Energie sind daher meist anders gebaut als die großen Kraftmaschinen der Elektrizitätswerke, die unsere Häuser und Betriebe mit elektrischer Kraft versorgen und nur Frequenzen von ungefähr 50 Hz erzeugen. Man bemühte sich früher sehr um die maschinelle Erzeugung hochfrequenter Energie, weil man keine anderen Mittel zur Verfügung hatte. Heute ist es ein leichtes, in sog. Röhrensendern elektrische Energie mit fast beliebiger Frequenz und sehr gutem Wirkungsgrad herzustellen. Das Prinzip des Röhrensenders werden wir später noch kennenlernen.

Steht eine elektrische Stromquelle ausreichender Frequenz und Energie zur Verfügung, so sind bereits die wichtigsten Voraussetzungen für die Ausstrahlung von Radiowellen gegeben. Wir brauchen nur noch eine Einrichtung für die Abstrahlung der in der Stromquelle konzentrierten elektrischen Energie. Antenne und Erde sind es, die diese Aufgabe übernehmen. Davon soll jetzt die Rede sein.

Wir denken uns nach Abb. 6 zwei Platten, die mit den Anschlüssen unserer hochfrequenten Kraftquelle verbunden sind und sich in einem verhältnismäßig kleinen Abstand gegenüberstehen. Sobald die Spannung zu wirken beginnt, entsteht im Raum zwischen den beiden Platten ein besonderer elektrischer Zustand, den man durch die Behauptung andeutet, daß sich zwischen den Platten sog. „Kraftlinien" befinden. Auch das ist — wohlgemerkt — nur eine Annahme. „Kraftlinien" hat bis heute noch kein Mensch gesehen oder sonst irgendwie wahrgenommen. Wir wollen uns aber

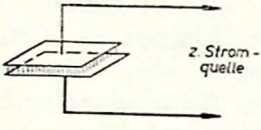


Abb. 6. Feldlinien zwischen den Platten

vorstellen, daß diese Kraftlinien Sitz und Träger elektrischer Energie sind. Die Summe aller Kraftlinien nennen wir „elektrisches Feld".

Kraftlinien können sich zwischen zwei Punkten nur dann „schließen", d. h. sie können nur dann zwischen diesen Punkten existieren, wenn die beiden Körper entgegengesetzt elektrisch geladen sind. Die eine der beiden Platten muß also positiv sein, wenn die andere gerade negativ ist. Das ist bei jeder Stromquelle der Fall. Nun müssen wir bedenken, daß die Kraftlinien eine bestimmte Zeit zum Durchlaufen der Strecke zwischen den Platten benötigen. Da an diesen eine Wechselspannung liegt, wird die Sache etwas kompliziert. Solange der Abstand so klein ist, daß die Laufzeit der Kraftlinien gegenüber der Dauer einer Periode der Wechselspannung keine Rolle spielt, verlaufen die Kraftlinien schön vorschriftsmäßig zwischen den Platten und bleiben an Ort und Stelle. Anders wird es jedoch, wenn die Spannung eine sehr große Frequenz hat. Dann kann es nämlich passieren, daß eine auf einer bestimmten Platte entspringende Kraftlinie auf der gegenüberliegenden Platte nicht mehr das zu ihrem „Hineinschlüpfen" nötige Vorzeichen antrifft, weil die Spannung gewissermaßen schneller war; sie hat dann ihr Vorzeichen während der Zeit, die die Kraftlinie zum Durchqueren des Plattenabstandes braucht, so geändert, daß sie die nunmehr ankommende Kraftlinie gewissermaßen abstößt. Was bleibt aber der so abgewiesenen Kraftlinie anderes übrig, als in den sie umgebenden leeren Raum abzuwandern? Doch das ist ja gerade das, was wir von ihr verlangen: Sie soll als körperloser Träger elektrischer Energie in den Raum abwandern und blitzschnell ungeheure Entfernungen durchmessen, um an ganz anderen Orten wieder dienstbar zu sein.

Wir erkennen jetzt die große Bedeutung, die der Frequenz der elektrischen Schwingung bei der Abstrahlung zukommt. Je höher sie ist, um so größer ist der Einfluß der Laufzeit zwischen den beiden Platten gegenüber der Dauer einer Schwingung, um so größer also die Wahrscheinlichkeit, daß die ankommenden Kraftlinien das richtige Vorzeichen nicht mehr antreffen. Dann werden sie abgedrängt und müssen wohl oder übel ihren Entstehungsort verlassen!

Bisher haben wir einen konstanten Plattenabstand, aber eine veränderliche Frequenz angenommen. Man kann nun das Verhältnis zwischen Kraftlinienlaufzeit und Schwingungsdauer

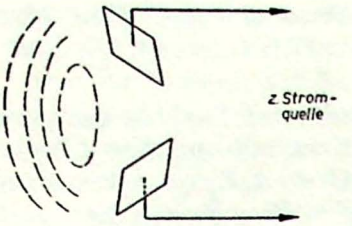


Abb. 7. Die Feldlinien greifen weiter in den Raum hinaus

auch dadurch verändern, daß man nach Abb. 7 bei konstanter Frequenz den Plattenabstand vergrößert. Auch dann kann die vorhin besprochene Vorzeichenverteilung eintreten, denn die Kraftlinien, deren Geschwindigkeit sich nicht geändert hat, brauchen zum Durchlaufen der jetzt wesentlich größeren Strecke eine entsprechend längere Zeit. Daraus folgt anderseits, daß die Abstrahlung elektrischer Energie offenbar um so wirkungsvoller vor sich geht, je größer der Plattenabstand bei gegebener Frequenz ist. Gerade das wollen wir aber erreichen! Man macht daher den Plattenabstand so groß wie möglich, was zu einer Anordnung nach Abb. 8 führt. Die eine Platte wird einfach durch das Erdreich verkörpert und heißt „Erde", die andere Platte dagegen wird in Form eines einfachen Drahtes so hoch wie nur irgend möglich über der Erde angebracht und heißt nunmehr „Antenne". Wir wissen jetzt, weshalb man Antenne und Erde braucht, welche Aufgaben diese Gebilde im einzelnen haben, weshalb man die Antenne möglichst hoch aufhängen muß und warum die Abstrahlung um so leichter vonstatten geht, je größer die Frequenz der elektrischen Schwingung ist. Das sind viele bedeutsame Grundtatsachen, die man auf einfache Weise verstehen kann.

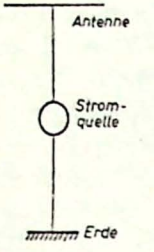


Abb. 8. Größtmöglicher Plattenabstand führt zur Ausbildung von Antenne und Erde

5. Ungedämpfte und gedämpfte Radiowellen

Wir erinnern uns an die Wellen des Teiches und betrachten nochmals Abb. 2. Dort ist zu erkennen, daß die Amplitude der Wellen mit zunehmender Entfernung vom Ausgangsort immer mehr abnimmt. Die Ursache dafür ist die Reibung des Wassers, die einen Teil der in den Wellen steckenden Energie verzehrt. Den Radiowellen geht es genauso. Bei der Ausbreitung wird ein Teil der Energie durch Absorption in der Atmosphäre, dem Erdboden, in Häusermassen usw. verbraucht, was in einer allmählichen Verkleinerung der Amplitude mit

zunehmendem Abstand vom Entstehungsort zum Ausdruck kommt. Diese Erscheinung kennt jeder Rundfunkhörer, denn er weiß aus Erfahrung, daß ein Ortssender wesentlich stärker als ein weitab liegender Fernsender zu hören ist. Die Wellen verlieren also auf ihrem Weg vom Sender zum Empfänger recht erheblich an Energie; dieser Verlust hängt, nebenbei bemerkt, sehr stark von der Frequenz ab.

Die eben beschriebene Erscheinung dürfen wir aber nicht mit dem Begriff „gedämpfte Wellen" gleichsetzen. Darunter versteht man etwas ganz anderes. Wenn die elektrische Spannung oder der Strom, der für die Ausstrahlung der Energie über die Antenne verantwortlich ist, in jedem Zeitaugenblick denselben Wert hat, so bleiben auch die Amplituden der Wellen gleich groß, vorausgesetzt, daß man sie in einer bestimmten Entfernung vom Sender betrachtet, wodurch der Einfluß der Absorption ausgeschaltet wird. Stehen wir z. B. 5 km vom Sender entfernt und messen die eintreffenden Wellen mit einem geeigneten Instrument, so werden wir feststellen, daß die Amplitude in jedem Zeitaugenblick denselben Wert hat. Man spricht in diesem Fall von ungedämpften Wellen. Dieselbe Erscheinung beobachten wir natürlich auch in einem Abstand von beispielsweise 100 km vom Sender. Auch dort bleibt die Amplitude ganz unabhängig von der Zeit gleich groß, ist aber wegen der Bodenverluste usw. wesentlich kleiner gegenüber der Amplitude in nur 5 km Entfernung. Wir haben also nach wie vor eine ungedämpfte Welle vor uns. Es gibt nun aber Schwingungserzeuger, die die elektrische Energie stoßweise in die Antenne senden. Diese Sender verhalten sich ähnlich wie Dampfkessel mit Sicherheitsventilen, die bei einer bestimmten Dampfspannung öffnen und einen Dampfstoß herauslassen. Ist der Dampfdruck im Kessel genügend gesunken, dann schließen sich die Ventile, um sich später wieder zu öffnen usf. Sender, die in dieser Weise arbeiten, erzeugen Schwingungen, deren zeitlicher Verlauf in Abb. 9 dargestellt ist. Anfänglich sind sie recht groß, nehmen dann aber schnell ab, weil keine Energie nachgeliefert wird. Man

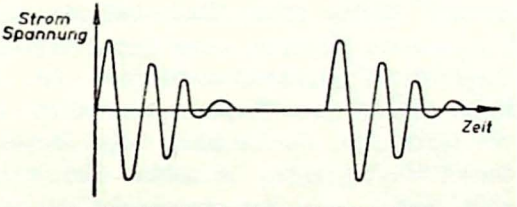


Abb. 9. Verlauf einer gedämpften Hochfrequenzschwingung

spricht in diesem Fall von „gedämpften Schwingungen", was auf Grund der vorstehenden Erläuterungen einfach zu verstehen ist.

Wie wir im nächsten Abschnitt sehen werden, sind gedämpfte Schwingungen für Radiozwecke im allgemeinen nicht brauchbar. Sie haben heute nur noch historische Bedeutung, weil sie bei den ersten „Funkensendern" zur Anwendung kamen. Inzwischen hat man gelernt, ungedämpfte Schwingungen mit beliebiger Amplitude und Frequenz zu erzeugen.

6. Radiowellen als Träger von Sprache und Musik

Wenn ein Gepäckwagen leer durch das Land rollt, so ist das eine höchst überflüssige Angelegenheit. Die Anwesenheit des Gepäckwagens selbst nützt nichts; nur sein Inhalt ist interessant.

Ganz ähnlich steht es mit den Radiowellen. Wenn wir von einem noch so starken Sender stundenlang ungedämpfte Wellen ausstrahlen, so können wir diese am Empfangsort zwar aufnehmen, bestenfalls also feststellen, daß der Sender in Betrieb ist. Das ist aber ein mageres Ergebnis, denn wir wollen mit den Radiowellen Sprache und Musik übertragen.

Wie kann man dieses Ziel erreichen? Das wird uns verständlich, wenn wir den einfachsten Fall der Nachrichtenübermittlung, den geschriebenen Brief, betrachten. Das leere Papier hat eine gleichmäßige Farbe, die als solche überhaupt nichts aussagt. Wenn wir aber nun die Papierfarbe an bestimmten Stellen und in ganz bestimmter Weise dadurch ändern, daß wir das Papier mit Schriftzügen bedecken, wird es zum Träger einer Nachricht. Die Nachricht läßt sich also dadurch in genauester Form übermitteln, daß wir eine bestimmte Papiereigenschaft, in unserem Fall die Farbe, im Sinne der Nachricht verändern. Wir kommen aber auch auf andere Weise zum Ziel, beispielsweise durch Ausschneiden bestimmter Figuren oder Schriftzeichen, in denen die zu übertragende Nachricht enthalten ist. Dabei wird eine andere Eigenschaft des Papiers, nämlich seine Gestalt, verändert. Weiterhin ist es denkbar, das Papier an bestimmten Stellen durch Klebstreifen in seiner Stärke zu verändern. In der Art und Weise, wie das geschieht, kann ebenfalls eine beliebige Nachricht verborgen sein. Kurz gesagt, es kommt immer dar-

auf an, eine an sich beliebige Eigenschaft des Papiers, das die Funktion des Nachrichtenträgers ausübt, im Sinne der Nachricht zu verändern. Nicht anders liegen die Dinge bei den Radiowellen, die ja nach unseren früheren Erläuterungen über zwei ganz besondere Eigenschaften verfügen, durch die sie weitgehend gekennzeichnet werden: Amplitude und Frequenz.

Die gebräuchlichste und bekannteste Art der Einprägung von Nachrichten ist die Amplitudenänderung der Radiowelle, die wir von nun ab in Würdigung ihrer Aufgabe „Trägerwelle" nennen wollen. Diesen Vorgang bezeichnet man als Amplitudenmodulation. Er besteht im wesentlichen darin, daß die Amplitude der Trägerwelle im Sinne der zu übermittelnden Nachricht verändert wird. Eine zweite Art der Einprägung von Nachrichten in die Trägerwelle beruht auf deren Frequenzänderung im Sinne der zu übermittelnden Nachricht. Diese Modulationsart ist jetzt ebenfalls gebräuchlich, hat jedoch aus Gründen, von denen später die Rede sein wird, nur bei sehr kurzen Wellen einen Sinn („UKW-FM-Rundfunk").

Bevor wir uns im einzelnen über die Amplituden- und Frequenzmodulation unterhalten, müssen wir wissen, wie man aus Sprache und Musik elektrische Spannungen und Ströme macht; denn nur durch elektrische Größen kann man eine Beeinflussung der Amplitude oder der Frequenz des Trägers erreichen.

7. Aus Schall und Klang wird Elektrizität

Die Umformung von Schallwellen in elektrische Schwingungen ist seit über 100 Jahren bekannt. Schon in der ersten Hälfte des vorigen Jahrhunderts gelang es dem Amerikaner Graham Bell, mit Hilfe außerordentlich primitiver Einrichtungen das seinerzeit viel bestaunte Wunder zu vollbringen. Heute macht sich niemand mehr Gedanken über die Vielfalt der elektrischen Vorgänge, die beim Abheben eines Telefonhörers ausgelöst werden.

In Abb. 10 ist gezeigt, wie die Umwandlung von Schallschwingungen in elektrische Ströme vor sich geht. Wir sehen zunächst das Mikrofon. Es besteht aus einem isolierten Behälter B, in den zwei leitende Metall- oder Kohlestäbe E tauchen. Das Innere des Behälters ist mit feinen Kohlekörnchen oder Kohlepulver K gefüllt. Vor dem Kohlepulver befin-

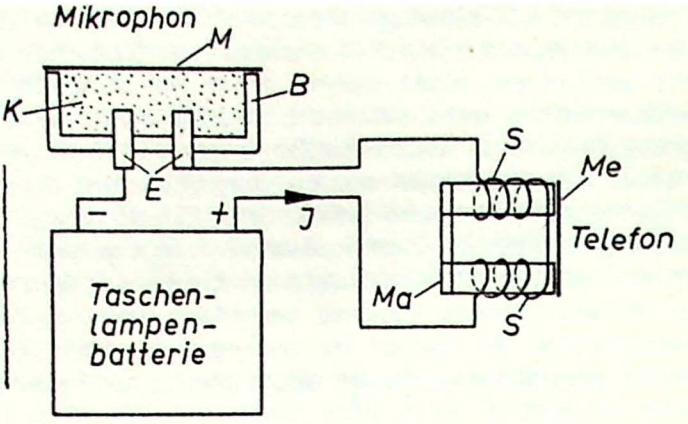


Abb. 10. Schaltung von Telefon und Mikrofon

det sich in geringem Abstand eine Membran M. Dieses Mikrofon ist durch Drähte mit einer Stromquelle, z. B. einer Taschenlampenbatterie, und weiterhin mit dem Wiedergabeapparat, dem Telefon- oder Fernhörer, verbunden. Der Telefonhörer besteht aus einem Dauermagnet Ma, auf dessen Schenkeln die beiden Spulen S angebracht sind. Vor den Magnetpolen befindet sich eine dünne Membran Me.

Wenn auf die Membran des Mikrofons kein Schall trifft, fließt in dem ganzen Stromkreis ein schwacher Gleichstrom J in der durch den Pfeil angedeuteten Richtung. Dieser Strom ist im wesentlichen durch die Spannung der Stromquelle und den elektrischen Widerstand des Kohlepulvers gegeben. Treffen nun Schallwellen auf die Membran M, so wird diese im Schallrhythmus vibrieren, d. h. sie wird sich, genau dem Schall entsprechend, sehr schnell nach unten und nach oben durchbiegen. Der dabei entstehende Druck teilt sich auch dem Kohlepulver mit. Infolgedessen werden die einzelnen, winzig kleinen Kohleteilchen mehr oder weniger stark zusammengepreßt. Je weniger das der Fall ist, um so größer ist der Widerstand, denn die Teilchen liegen dann nur lose aufeinander und erschweren den Stromdurchgang an den unzählig vielen kleinen Berührungsstellen. Wird der Druck vergrößert, so liegen die Kohleteilchen enger aneinander, was einer Widerstandsverminderung gleichkommt; denn nun ergibt sich ein besserer „Kontakt", der den Stromfluß nur wenig hemmt. Wir sehen also, daß der Widerstand des Mikrofons im Rhythmus der

Schallwellen schwankt, was nach dem Ohmschen Gesetz auch ein Schwanken des Gleichstroms im Mikrofonkreis zur Folge haben muß. Damit ist unser Ziel schon erreicht: Wir haben die Schallschwingungen in elektrische Schwingungen verwandelt, die in den Gleichstromschwankungen zum Ausdruck kommen.

Wollen wir die Umwandlung wieder rückgängig machen, wollen wir also aus den Stromschwankungen wieder Schallwellen herstellen, so brauchen wir das in Abb. 10 bereits gezeichnete Telefon. Fließt in dem ganzen Stromkreis ein reiner Gleichstrom, so äußert sich das lediglich dadurch, daß die Telefonmembran Me von dem Dauermagneten Ma noch ein wenig stärker angezogen wird. Der natürliche Magnetismus des Magneten wird dann nämlich von dem auf elektrischem Wege zusätzlich erzeugten Magnetfeld der beiden Spulen S unterstützt.

Wird das Mikrofon „besprochen", so durchfließt der nun im Schallwellenrhythmus schwankende Strom die Spulen S und erzeugt ein ebenso schwankendes Magnetfeld, das sich — wie man sagt — dem Dauerfeld des Magneten „überlagert". Die natürliche Folge ist, daß die Membran Me mehr oder weniger stark angezogen wird; sie gerät, wie man leicht erkennen kann, in mechanische Schwingungen. Diese Schwingungen entsprechen in ihrer Form genau denen der Membran M. Die Vibrationen teilen sich nun der umgebenden Luft mit und erzeugen auf diese Weise Schallwellen, die von unserem Ohr wahrgenommen werden können.

Die in den vorstehenden Zeilen beschriebenen Einrichtungen zeigen natürlich nur das Grundprinzip der Umwandlung von Schall in Elektrizität und umgekehrt. Die technischen Apparate sind wesentlich komplizierter. Mikrofon und Telefon sind uns heute aus dem täglichen Leben so vertraute Dinge, daß wir nicht näher darauf eingehen wollen.

Die Frequenz der durch den Schall erzeugten elektrischen Schwingungen ist sehr klein; es kommen Werte zwischen etwa 10 Hertz und 10 000 Hertz in Betracht. Derart langsame Schwingungen können auf drahtlosem Wege praktisch nicht übertragen werden, wie wir bereits auf S. 23 gehört haben. Wir müssen daher die gleichförmige hochfrequente Trägerwelle oder, kurz gesagt, den hochfrequenten Träger in irgendeiner Form beeinflussen, wie das schon auf S. 26 in großen Zügen erläutert wurde.

8. Die Trägerwelle wird beladen

Wir hörten, daß sich entweder die Amplitude oder die Frequenz der Trägerwelle durch die Nachricht, die uns jetzt in Form von elektrischen Wechselströmen zur Verfügung steht, beeinflussen läßt. Wie das im einzelnen technisch vor sich geht, wollen wir an dieser Stelle nicht besprechen. Es gibt Einrichtungen, mit denen man die Hochfrequenz und die durch den Schall hervorgerufenen Stromschwankungen — wir wollen diese von jetzt ab „Niederfrequenz" nennen — innig miteinander vermischen kann. Dann entsteht die von uns erwünschte Einprägung der Nachricht in die Trägerwelle, also genau das, was wir wollen. Betrachten wir nun das Resultat dieser Vermischung oder „Modulation", wie der Fachausdruck heißt!

In Abb. 11 sind drei Figuren untereinander angeordnet. In der obersten Darstellung finden wir die gleichförmige Trägerschwingung. Die waagrechte Achse ist mit „Zeit" bezeichnet. Die Figur gibt also an, wie die Schwingung in Abhängigkeit von der Zeit verläuft. Man muß sich vorstellen, daß jeder Strecke längs der waagrechten Linie ein bestimmter Zeitabschnitt zugeordnet ist.

Die mittlere Darstellung zeigt den zeitlichen Verlauf der Niederfrequenzschwingung, also der durch Sprache oder Musik hervorgerufenen Schwankung. Daß diese Schwingung eine wesentlich kleinere Frequenz als die Hochfrequenzschwingung hat, geht daraus hervor, daß hier nur eine einzige Periode für einen bestimmten Zeitabschnitt aufgetragen ist, während die hochfrequente Trägerwelle wesentlich mehr Schwingungen für die gleiche Zeit umfaßt. In Wirklichkeit ist der Frequenzunterschied noch erheblich größer als in der Zeichnung. Eine Rundfunkfrequenz hat z. B. etwa 1 000 000 Schwingungen je Sekunde, während die größte Niederfrequenz nur ungefähr 10 000 Schwingungen auf-

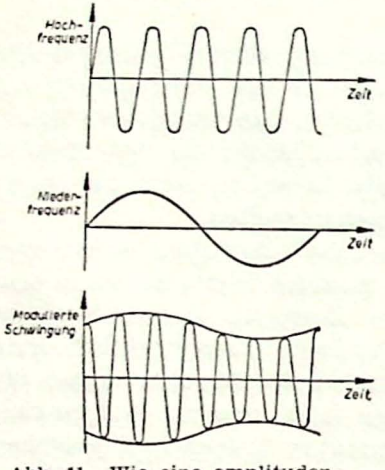


Abb. 11. Wie eine amplitudenmodulierte Schwingung zustandekommt

weist. Auf eine Niederfrequenzperiode würden also etwa 100 Hochfrequenzschwingungen treffen!

Die unterste Darstellung der Abb. 11 gibt nun das Resultat der Modulation an. In der Modulationseinrichtung wird durch sinnreiche Maßnahmen dafür gesorgt, daß die Hochfrequenzamplitude um so größer wird, je größer die positive Halbwelle der Niederfrequenz ist. Umgekehrt verkleinert sich die Hochfrequenzamplitude mit zunehmender negativer Niederfrequenz-Halbwelle immer mehr. Infolgedessen ist der jeweilige Augenblickswert der Hochfrequenzamplitude durch die Niederfrequenz bestimmt, so daß die Trägerwelle nicht mehr gleichförmig verläuft, sondern im Rhythmus der Niederfrequenz schwankt. Die Hochfrequenz ist, wie man sagt, von der Niederfrequenz „moduliert" worden. Die Trägerschwingung ist dabei die modulierte, die Niederfrequenzschwingung dagegen die modulierende Frequenz oder Modulationsfrequenz. Der ganze Vorgang als solcher heißt Amplitudenmodulation. Die Niederfrequenz macht sich in der Hochfrequenz natürlich um so stärker bemerkbar, je tiefer die niederfrequente Einprägung vorgenommen wird. Man kann durch geeignete Regelorgane die Modulation sehr schwach machen, beispielsweise so, daß eine Schwankung im Rhythmus der Niederfrequenz gerade noch wahrzunehmen ist. Man spricht dann von einem kleinen Modulationsgrad. Anderseits kann man aber auch ohne weiteres die Modulationsspannung so groß machen, daß die Hochfrequenzamplitude während der negativen Halbwelle der Modulationsfrequenz vollkommen unterdrückt wird. Das entspricht einem Modulationsgrad von 100 Prozent.

Eine einfache Überlegung zeigt, daß die „Lautstärke", die ein Sender in einem weit entfernten Empfänger erzeugt, um so größer ist, je stärker man die Modulation macht. Denn um so stärker tritt ja die Niederfrequenz hervor, aus der die eigentliche Sendung, also Sprache und Musik, besteht. Trotzdem macht man das im praktischen Betrieb gewöhnlich nicht, denn eine zu große Niederfrequenz wird unter bestimmten Umständen bei dem Modulationsvorgang „verzerrt", d. h. nicht mehr in der Form wiedergegeben, die sie ursprünglich besaß. Wir müssen uns nämlich merken, daß die F o r m der Niederfrequenzschwingung den Klangcharakter entscheidend bestimmt. Eine schön ausgeglichene Kurve, die man aus mathematischen Gründen auch als „Sinuskurve" bezeichnet, bedeutet

einen absolut reinen Ton. Weicht die Kurvenform davon ab, so ändert sich der Toncharakter; das m u ß aber nicht unbedingt zu einer Disharmonie oder einer schlechten Wiedergabe führen. Es gibt Abweichungen, die durchaus erwünscht, in diesem Fall allerdings meist im Originalton enthalten sind. Würden beispielsweise alle Musikinstrumente „reine" Töne im Sinne unserer Ausführungen liefern, so würde sie unser Ohr überhaupt nicht unterscheiden können. Erst die verschiedenartigen Abweichungen von der Sinusform verleihen jedem Musikinstrument seinen charakteristischen Klang. Wir sehen schon, worauf es ankommt: Der betreffende Klang muß so übertragen werden, wie er tatsächlich beschaffen ist. Nur dann ist Gewähr gegeben, daß ihn der Radiohörer als „natürlich" empfindet.

Wir sprachen vorhin von den bei übermäßiger Modulation auftretenden Verzerrungen. Es ist eine unangenehme Eigenschaft vieler Schaltorgane in Radiogeräten, daß sie auf die Kurvenform der Tonschwingung einen bestimmten Einfluß ausüben, der zu einer zusätzlichen Kurvenformabweichung führt. Diese Abweichung bewirkt natürlich — weil sie ja im Originalton gar nicht vorgesehen ist — eine Verfälschung des Klangbildes. Die Bedingungen für solche Verzerrungen sind besonders günstig, wenn man die Hochfrequenz sehr stark moduliert.

Wir kommen nun auf die zweite Modulationsart, die Frequenzmodulation, zu sprechen. Sie hat zwar nicht die große praktische Bedeutung, über die die Amplitudenmodulation seit dem Beginn drahtloser Sendungen verfügt; indessen ist sie jetzt beim UKW-Rundfunk von erheblichem Interesse.

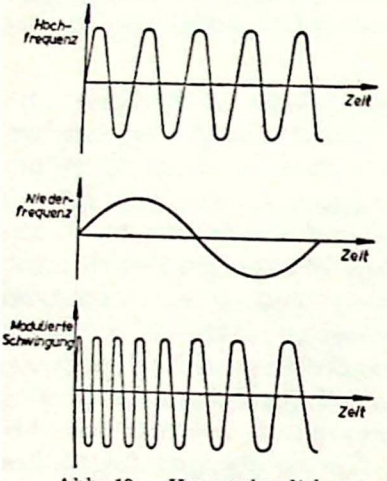


Abb. 12. Veranschaulichung der Frequenzmodulation

In Abb. 12 sehen wir wieder drei Figuren. Die oberste deutet wie in Abb. 10 die hochfrequente Trägerwelle an, die mittlere die modulierende Niederfrequenz. In einer besonderen technischen Einrichtung, die jedoch von der für Amplitudenmodulation abweicht, wird

nun die Größe der erzeugten Hochfrequenz, also nicht ihre Amplitude, durch die Modulationsfrequenz beeinflußt. Das kann z. B. in der Form geschehen, daß zu positiven Niederfrequenzamplituden große, zu negativen Amplituden dagegen kleine Trägerfrequenzen gehören. Man erhält dann als Endergebnis die der untersten Figur von Abb. 12 entsprechende Darstellung. Während der positiven Niederfrequenz-Halbwelle sind die Hochfrequenzschwingungen eng zusammengedrängt. Das entspricht vielen Schwingungen je Zeiteinheit, also einer großen Frequenz. Bei der negativen Halbwelle ist es umgekehrt: Hier sind die hochfrequenten Schwingungszüge weit auseinandergezogen, was auf wenig Schwingungen je Zeiteinheit, also auf kleine Trägerfrequenzen, hindeutet.

Wie bei der Amplitudenmodulation, so vollzieht sich auch bei der Frequenzmodulation der Übergang von großen zu kleinen Amplituden- bzw. Frequenzwerten ganz allmählich. Wir verfügen heute über Einrichtungen, die auch den feinsten Verlauf der Modulationsspannung originalgetreu auf die Hochfrequenzspannung übertragen. Allerdings ist wichtig, daß die Hochfrequenz möglichst groß gegenüber der Niederfrequenz gemacht wird, damit die Feinheiten der modulierenden Kurve möglichst genau in entsprechenden und vor allem sofort erfaßten Schwankungen der Hochfrequenz zum Ausdruck kommen. Auf einem groben Packpapier können wir auch keine Strichzeichnung entwerfen, die auf $^1/_{10}$ mm stimmen muß. Ebenso ist es hier. Der Träger muß schmiegsam, modulationsfähig sein; er ist das um so mehr, je mehr „Fühler" ihm zur Verfügung stehen, was einer entsprechend hohen Schwingungszahl entspricht. Je mehr Einzelschwingungen vorhanden sind, um so genauer können sie das niederfrequente „Bild" gewissermaßen abtasten. Das gilt übrigens nicht nur für die Frequenz-, sondern auch für die Amplitudenmodulation. Im allgemeinen kann man sagen, daß mindestens 10 Hochfrequenzschwingungen auf eine Niederfrequenzschwingung treffen sollen, wenn man eine originalgetreue Modulation erzielen will.

Wir haben nun gesehen, wie man den Träger mit der Nachricht, die man in den Äther funken will, „beladen" kann. Wir besitzen einerseits stets eine Schwingung, die hochfrequent genug ist, um in den Raum abgestrahlt zu werden. Anderseits haben wir dieser Schwingung das mitgegeben, was wir eigentlich übertragen wollen, nämlich Sprache und

Musik. Es ist ähnlich wie bei Flugzeugtransporten: Wir wollen irgendeinen Gegenstand, der von sich aus nicht fliegen kann, auf möglichst schnellem Weg durch die Luft an seinen Bestimmungsort transportieren. Zu diesem Zweck benötigen wir ein Flugzeug als „Träger". Dem Flugzeug entspricht die Hochfrequenz — sie ist also nur Mittel zum Zweck —, dem zu transportierenden Gegenstand Sprache und Musik, die im Äther allein „keinen Halt finden", weil sie zu träge, zu niederfrequent sind.

Nur der Vollständigkeit halber wollen wir noch erwähnen, daß es außer der Amplituden- und Frequenzmodulation weitere Modulationsarten gibt, z. B. die Phasenmodulation, die Impulsmodulation, die Zeitmodulation usw. Das sind jedoch Sonderfälle, die uns hier nicht weiter interessieren.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Bei jeder Wellenbewegung wird ausschließlich Energie, nicht dagegen Materie im üblichen Sinne übertragen.
2. Bei der Wellenausbreitung wird Energie verzehrt.
3. Wellen können reflektiert werden.
4. Wellen-Höchstwerte nennt man „Amplituden", Wellen-Zwischenwerte heißen „Elongationen" oder „Augenblickswerte".
5. Die Schnelligkeit, mit der sich eine Welle weiterbewegt, heißt „Fortpflanzungsgeschwindigkeit".
6. Die Strecke, die eine Welle innerhalb der zu einem Richtungswechsel gehörenden Zeit durchläuft, heißt „Wellenlänge".
7. Die Dauer einer Einzelschwingung heißt „Periode" oder „Schwingungsdauer".
8. Die Zahl der Richtungswechsel oder „Wellen" je Sekunde heißt „Frequenz".
9. Wellenlänge und Frequenz stehen in umgekehrtem Verhältnis.
10. Radiowellen können sich in einem für menschliche Begriffe absolut leeren Raum, dem „Vakuum", ausbreiten. Ein Übertragungsmedium (früher „Äther" genannt) ist nach den neuesten Erkenntnissen nicht erforderlich.
11. Radiowellen sind nichts anderes als hochfrequente elektrische Energie, die sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet.
12. Zur Erzeugung von Radiowellen ist in erster Linie eine Stromquelle mit einer Wechselspannung ausreichender Frequenz erforderlich.

13. Ausstrahlung hochfrequenter elektrischer Energie ist immer dann möglich, wenn die Laufzeit der Kraftlinien nicht mehr klein gegenüber der Schwingungsdauer ist.

14. Um die Kraftlinien-Laufzeit möglichst groß zu machen, muß man die beiden spannungführenden Pole der Stromquelle so weit als irgend angängig voneinander entfernen. Das führt zur Ausbildung von Antenne und Erde.

15. Man unterscheidet zwischen gedämpften und ungedämpften Wellen.

16. Die gleichbleibende hochfrequente Radiowelle kann als solche noch keine Sprache und Musik übertragen. Sie hat lediglich die Funktion eines Trägers, weshalb man auch von einer „Trägerwelle" spricht.

17. Um die Nachricht dem Träger aufzuprägen, bedient man sich vor allem der Amplituden- und der Frequenzmodulation.

18. Schall und Klang müssen zunächst in elektrische Ströme verwandelt werden, bevor eine Beeinflussung der Hochfrequenz möglich ist. Hierfür dient das Mikrofon. Sein Gegenstück heißt Telefon.

19. Bei der Amplitudenmodulation wird die Amplitude, bei der Frequenzmodulation die Frequenz der hochfrequenten Trägerwelle im Rhythmus der modulierenden Niederfrequenz beeinflußt.

20. Die Kurvenform der Niederfrequenz bestimmt den Klangcharakter. Abweichungen vom „reinen" Sinuston können willkommen, aber auch unerwünscht sein.

Erstes Radio-Quiz

Vorbemerkung: Streichen Sie die Ihnen richtig scheinenden Antworten an und vergleichen Sie Ihre Feststellungen mit den Lösungen am Schluß des Buches (s. S. 446)! Das Verhältnis zwischen den richtigen und falschen Antworten wird zeigen, ob Sie alles richtig verstanden haben.

1. Das durch einen Steinwurf aufgewühlte Wasser in einem Teich bewegt sich
   a) von oben nach unten,
   b) von rechts nach links,
   c) nur um den Stein herum.
2. Das Wasser im Teich pflanzt sich
   a) mit Lichtgeschwindigkeit,
   b) mit Schallgeschwindigkeit,
   c) mit der Geschwindigkeit Null

   } fort.

3. Die Amplitude ist
   a) ein Maß für die Frequenz,
   b) das Ausbreitungsmedium für Radiowellen,
   c) ein Maß für die Stärke der Schwingung.
4. Die Wellenlänge ist
   a) ein Maß für die Frequenz der Schwingung,
   b) die von der Radiowelle zurückgelegte Gesamtentfernung,
   c) ein anderes Maß für die Amplitude der Schwingung.
5. Der Äther ist
   a) ein unsichtbares Gas,
   b) eine elektrische Schwingung sehr hoher Frequenz,
   c) eine bereits widerlegte Aufnahme.
6. Um eine Radiowelle abstrahlen zu können, muß die Antenne
   a) sehr lang sein,
   b) eine bestimmte Dicke haben,
   c) möglichst weit von der Erde entfernt sein.
7. Niederfrequente Schwingungen können nicht abgestrahlt werden, weil
   a) sie viel zu kleine Amplituden haben,
   b) die Laufzeit der Kraftlinien im Verhältnis zur Dauer der Niederfrequenzschwingung zu klein ist,
   c) sie zu viel Geräusch in der Luft verursachen würden.
8. Die Trägerwelle hat die Aufgabe,
   a) die zu übermittelnde Nachricht drahtlos zu übertragen,
   b) den Radiowellen die richtige Richtung zu geben,
   c) die Radiowelle bei der Ausbreitung zu steuern.
9. Um Schallwellen in elektrische Schwingungen umzuwandeln, bedient man sich
   a) des Mikrofons,
   b) der Frequenzmodulation,
   c) der Amplitudenmodulation.
10. Um eine naturgetreue Radioübertragung zu erhalten, muß man
   a) reine Sinustöne aussenden,
   b) die ursprüngliche Kurvenform originalgetreu übertragen,
   c) die Trägerwelle möglichst kräftig modulieren.

Bitte lesen Sie erst weiter, wenn Sie alle Fragen richtig beantwortet haben!

2. Kapitel: Bausteine von Radioempfängern

Bevor wir mit der Besprechung des eigentlichen Radioempfangs beginnen, müssen wir wenigstens in großen Zügen mit den Bausteinen eines jeden Radiogerätes vertraut sein. Das sind vor allen Dingen Kondensatoren, Spulen, Widerstände, Transformatoren und die einfachsten Kombinationen aus diesen Teilen, nämlich die Schwingungskreise und Siebketten. An sich gehören diese Dinge zu den Grundlagen der Elektrotechnik, die wir in diesem Buche voraussetzen wollen. Die Erfahrung lehrt jedoch, daß die Wirkungsweise der soeben erwähnten elektrischen Organe meist dem Gedächtnis entschwindet, wenn man nicht dauernd damit zu tun hat. Wir wollen daher in den folgenden Zeilen das Wichtigste in kurzen Sätzen wiederholen und die Wirkungsweise der verschiedenen Schaltorgane so schildern, wie es für das Verständnis von Radioschaltungen am nutzbringendsten ist.

Wir beginnen zunächst mit der Besprechung der Kondensatoren.

1. Kondensatoren

Ein Kondensator besteht im einfachsten Fall aus zwei Platten (a und b in Abb. 13), deren Seitenabmessungen groß gegenüber ihrem gegenseitigen Abstand sind. Legt man, wie das

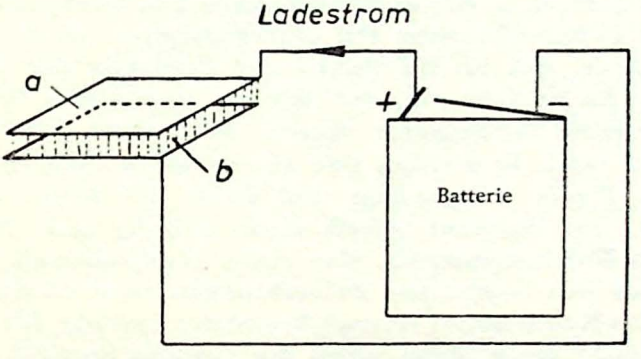


Abb. 13. Ein Kondensator in seiner einfachsten Form

die Abbildung zeigt, eine Stromquelle, z. B. eine Taschenlampenbatterie, an die Platten, so entstehen zwischen diesen die schon bekannten elektrischen Kraftlinien. Bei genügend kleinem Abstand beschränken sie sich lediglich auf den Raum zwischen den Platten. Erst wenn man den Abstand vergrößert, greifen sie ein wenig weiter in den Raum hinaus.

Von den Grundlagen der Elektrotechnik ist bekannt, daß auf dem positiven Pol einer Stromquelle wenig, auf dem negativen Pol dagegen viel Elektronen sitzen. Dieser Elektronenunterschied teilt sich nach dem Anschließen der Batterie auch den beiden Platten mit. Damit das möglich ist, müssen von der einen Platte Elektronen abgesaugt, der anderen dagegen entsprechend viel Elektronen zugeführt werden. Kurz nach dem Anschalten der Batterie erfolgt also ein Elektronentransport, der gleichbedeutend mit einem elektrischen Strom ist. Dieser fließt natürlich nur so lange, bis der Transport beendet, d. h. bis der gewünschte Elektronenunterschied hergestellt ist. Den ganzen Vorgang bezeichnet man mit „Aufladung" oder „Ladung".

Ein geladener Kondensator kann dadurch entladen werden, daß man ihn von der Stromquelle abtrennt und die beiden Platten nunmehr mit einem kurzen, widerstandsfreien Draht verbindet. Die Elektronen fließen dann so lange von der stärker zur schwächer besetzten Platte, bis kein Elektronenunterschied mehr besteht. Dann ist der ursprüngliche Zustand wiederhergestellt.

Was geschieht, wenn man statt einer Gleichspannung eine Wechselspannung an den Kondensator legt? Eine Wechselspannung ändert in bestimmten Zeitabschnitten regelmäßig ihr Vorzeichen, d. h. der elektronenarme Pol wird elektronenreich, der elektronenreiche Pol elektronenarm; diese Umkehrung vollzieht sich im Rhythmus der Frequenz der Wechselspannung. Es leuchtet ein, daß der an eine solche Spannung angeschlossene Kondensator diesen Polwechsel zwangsläufig mitmachen muß. Es werden also abwechselnd Elektronen von der einen Platte weggezogen und dafür der anderen Platte zugeführt. Das bedeutet jedoch einen ständig hin- und herfließenden Elektronenstrom, also einen Wechselstrom. Wir erkennen aus den bisherigen Betrachtungen zwei wichtige Tatsachen: Ein Kondensator ist nach beendeter Ladung für Gleichstrom undurchlässig, denn wenn die Ladung beendet ist, fließen keine Elektronen mehr von einer Platte zur anderen.

Wechselstrom hingegen kann fließen, denn die Elektronen wandern von einer Platte zur anderen und wieder zurück. Man kann diese Tatsachen auch — dem Ohmschen Gesetz entsprechend — noch anders zum Ausdruck bringen, indem man sagt, ein Kondensator hat für Gleichspannung einen unendlich großen Widerstand, für Wechselspannung jedoch einen Widerstand endlicher bestimmter Größe.

Für das Verständnis radiotechnischer Vorgänge muß man wissen, von welchen Größen der Wert des so entstehenden „Wechselstromwiderstandes" abhängt. Ganz einfache Überlegungen werden uns das zeigen.

Nach dem Ohmschen Gesetz ist ein Widerstand um so kleiner, je größer der Strom bei gegebener Spannung ist. Durch einen Kondensator wird nun ein um so größerer Wechselstrom fließen, je größer die Platten sind, denn von der Plattengröße hängt ja die Gesamtzahl der hin und her transportierten Elektronen ab. Demnach fließen bei großen Platten viel Elektronen je Zeiteinheit hin und her, d. h. wir bekommen einen großen Strom. Das ist gleichbedeutend mit einem kleinen Wechselstromwiderstand. Aber dieser hängt noch von einem anderen Wert ab, nämlich von der Frequenz der Wechselspannung. Ist sie groß, dann muß die Elektronenmenge je Zeiteinheit sehr oft hin und her transportiert werden, was natürlich wiederum einem großen Strom gleichkommt.

Aus diesen Überlegungen läßt sich eine wichtige Erkenntnis ableiten: Der Wechselstromwiderstand eines Kondensators ist um so kleiner, je größer seine Platten, d. h. sein Fassungsvermögen oder seine „Kapazität", und die Frequenz der betreffenden Wechselspannung sind. Wir sprechen in diesem Fall von einer „Frequenzabhängigkeit" des Kondensator-Wechselstromwiderstands. Es sei noch erwähnt, daß die Kapazität eines Kondensators nicht nur von seiner Plattengröße, sondern auch vom Plattenabstand und den elektrischen Eigenschaften der Isolierung zwischen den Platten abhängt. Je kleiner der Plattenabstand ist, um so größer ist die Kapazität. Die Eigenschaften der Isolierung zwischen den Platten kennzeichnet man durch einen Zahlenwert, der den sehr wissenschaftlich klingenden Namen „Dielektrizitätskonstante" trägt. Je größer dieser Wert ist, um so größer ist auch die Kapazität des Kondensators.

Ein mit Gleichspannung geladener Kondensator enthält in seinem Innern ein bestimmtes Maß elektrischer Energie. Das

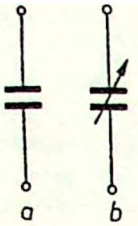


Abb. 14. Schaltzeichen für einen festen und einen veränderlichen Kondensator

ist verständlich, wenn man sich vorstellt, daß man nicht nur Spannung, sondern auch Strom benötigt, um den Kondensator zu laden. Diese Energie wird beim Entladen des Kondensators wieder frei. Sie hängt ab von der Kapazität — das ist selbstverständlich — und von der Ladespannung. Je größer diese ist, um so größer ist auch der Ladestrom, um so mehr Energie steckt also in dem geladenen Kondensator.

Wir haben nun die wichtigsten Eigenschaften des Kondensators kennengelernt. In Abb. 14 sehen wir das in den elektrischen Schaltbildern verwendete Schaltzeichen oder „Symbol" für eine „Kapazität". Figur a zeigt eine Ausführung mit festen, Figur b eine solche mit beweglichen Platten. Die Kapazität von Kondensatoren mit festen Platten ist unveränderlich. In der Radiotechnik braucht man jedoch auch Einrichtungen, deren Kapazität von Hand verändert werden kann. Diesem Zweck dienen die sog. Drehkondensatoren nach Fig. b. Sie sind meist so gebaut, daß man die eine Platte mehr oder weniger weit über die andere drehen kann. Um eine möglichst große Kapazität zu bekommen, verwendet man oft mehrere miteinander verbundene Platten, ein sog. Plattenpaket. In den Luftraum zwischen den Platten dieses Pakets wird ein zweiter Plattensatz geschoben, der den anderen Pol des Kondensators bildet.

Aus Abb. 1—3, 4, 14, 21, Tafel I, geht das wirkliche Aussehen von Festkondensatoren, wie sie in der Radiotechnik in großen Mengen verwendet werden, hervor. Es handelt sich um sog. Rollkondensatoren, die im wesentlichen aus zwei dünnen Metallfolien bestehen, zwischen denen sich eine ebenso dünne Schicht Ölpapier befindet. Sehr wichtig sind auch Festkondensatoren mit keramischer Isolation, die sich besonders für Hochfrequenz eignen. Es gibt heute Massen mit sehr großer Dielektrizitätskonstante, die sog. Bariumtitanate, die den Bau winziger Kondensatoren mit großen Kapazitätswerten erlauben.

Will man größere Kapazitäten erzielen, so muß man die Platten oder „Belege" noch weiter vergrößern. Man benötigt zur Verwirklichung von Kapazitäten mit Werten von etwa 1 Mikrofarad viele Meter Metallfolien und Isolierpapier. Der Stoff muß natürlich sehr dünn sein, um auf einigermaßen handlichem Raum untergebracht werden zu können. Ein solcher

„Wickelkondensator" oder „Becherkondensator" ist in Abb. 7, Tafel I, dargestellt.

Die Becherkondensatoren haben in der Radiotechnik einen sehr großen Nachteil. Es leuchtet ein, daß die oft meterlangen Metallbänder nicht nur Belege eines Kondensators, sondern auch Windungen einer Spule bilden, die als solche natürlich eine bestimmte Eigeninduktivität besitzt. Das ist selbstverständlich unerwünscht, und die Bedeutung der Becherkondensatoren in der Radiotechnik ist heute nur noch sehr gering.

Eine sehr wichtige Form der Festkondensatoren haben wir in den sog. Elektrolytkondensatoren vor uns. Sie bestehen im wesentlichen aus konzentrisch zusammengeschachtelten Aluminiumzylindern. Der äußerste Zylinder ist wasserdicht. Man füllt ihn mit einer elektrisch leitenden Flüssigkeit und schließt nun kurzzeitig an den inneren und äußeren Zylinder eine Gleichspannung an. Die Folge davon ist ein elektrochemischer Vorgang, Elektrolyse genannt, bei der Wasserstoff und Sauerstoff erzeugt wird. Das Gas setzt sich in feinen Bläschen an der Oberfläche der Metallzylinder fest, so daß die gesamte Fläche nach kurzer Zeit von einer hauchdünnen, aber gut isolierenden Gashaut bedeckt ist. Auf diese Weise lassen sich mit Leichtigkeit große Kapazitäten erzielen, selbst wenn der Kondensator verhältnismäßig kleine Abmessungen hat. In Abb. 8, Tafel I, ist das Aussehen eines solchen Elektrolytkondensators wiedergegeben. Es sei erwähnt, daß die modernen Elektrolytkondensatoren keineswegs in ihrem Inneren eine Flüssigkeit enthalten. Durch ein Spezialverfahren erhält man Elektrolytkondensatoren, die statt des flüssigen Elektrolytes eine breiartige Masse wie die Trockenbatterien haben.

Nun besprechen wir noch die veränderlichen Kondensatoren. In Abb. 2 und 4, Tafel III, ist der schon früher erwähnte Drehkondensator mit Luftisolation zwischen den einzelnen Platten gezeigt. Der bewegliche Plattensatz, der „Rotor", taucht mehr oder weniger tief in das feststehende Plattenpaket, den „Stator". Die Eintauchtiefe kann mit einer am Rotor befindlichen Drehachse beliebig groß gemacht werden.

Wenn es auf räumlich recht kleine Drehkondensatoren ankommt, verwendet man feste Isolation zwischen den Platten. Sehr beliebt sind Hartpapier- oder Kunststoff-Folien, die sehr dünn sind und daher kleine Plattenabstände erlauben. Der Aufbau solcher Kondensatoren unterscheidet sich im übrigen nicht von dem der Ausführungen nach Abb. 2 und 4, Tafel III.

In Abb. 1, Tafel III, ist ein Drehkondensator mit fester Plattenisolation oder festem „Dielektrikum", wie man sich ausdrückt, wiedergegeben.

Der mechanischen und elektrischen Konstruktion der Drehkondensatoren hat man schon frühzeitig große Sorgfalt zugewendet. So muß der Rotor mit großer Präzision gelagert sein, denn das geringste Spiel senkrecht zur Achse würde unzulässig große und vollkommen unerwünschte Kapazitätsänderungen bedeuten. Man könnte daher mit nur mangelhaft gelagertem Rotor keine präzise und vor allem keine reproduzierbaren Kapazitäten einstellen.

Sehr wichtig ist weiterhin eine einwandfreie und sehr vollkommene Isolation. Früher verwendete man als Isolationsmittel für die Haltestege Hartgummi oder Pertinax. Heute wird bei guten Ausführungen fast ausschließlich ein keramischer Stoff angewendet, der unter den Namen Frequenta, Kerafar usw. in den Handel kommt. Diese Stoffe haben sehr geringe elektrische Verluste, was vor allem bei hohen Frequenzen von Bedeutung ist. Schließlich muß man auf eine einwandfreie Kontaktgabe zwischen dem Rotor und den angeordneten Schaltelementen achten. Die Kontaktgabe kann durch Schleiffedern, Spiralen oder Bänder erfolgen.

Die Entwicklung geht im übrigen zu immer kleineren räumlichen Abmessungen bei gleichbleibender Kapazität („Miniatur-Drehkondensatoren").

Wir müssen noch die sog. Trimmer oder Trimmerkondensatoren erwähnen. Ihre Kapazität kann zwar auch verändert werden; sie wird jedoch nur einmal auf einen festen Wert eingestellt. Das ist in der Radiotechnik sehr oft erforderlich. Solch ein Trimmer besteht aus einem runden Isolierscheibchen, das an seiner Oberfläche mit einer dünnen, aufgebrannten, leitenden Schicht versehen ist. Die Unterseite wird auf einen zweiten aufgebrannten Metallbelag gepreßt, der den Gegenpol darstellt. Die obere Platte kann gegenüber der unteren mit einem Schraubenzieher verstellt werden. In Abb. 10 und 12, Tafel II, ist solch ein Trimmer wiedergegeben. Es gibt auch Trimmer mit Luftisolation.

Wir müssen uns noch kurz über die Maßeinheit für das Fassungsvermögen oder die Kapazität von Kondensatoren unterhalten. Sie ist erforderlich, damit man die in ihrer Größe sehr unterschiedlichen Kondensatoren auseinanderhalten kann. Zu Ehren des englischen Naturforscher Faraday mißt man die

Kapazität in „Farad". Das ist ein sehr großer Wert; ein Kondensator mit der Kapazität von 1 Farad, in Form eines Wickelblocks ausgeführt, würde die Größe eines mittleren Hauses haben. Deshalb rechnet man gern mit dem millionten Teil dieser Einheit, dem Mikrofarad. In der Radiotechnik kommen noch kleinere Werte vor, so daß man als weitere Untereinheit den millionten Teil eines Mikrofarad, das Picofarad, eingeführt hat. Weiterhin ist 1 Nanofarad = 1000 Picofarad (nicht sehr gebräuchlich). Die in den Anfangsjahren sehr beliebte Maßeinheit „Centimeter" für die Kapazität wird heute nur noch sehr selten verwendet. Wer sich öfter mit Kondensatoren in der Praxis beschäftigt, bekommt bald ein gutes Gefühl für die Größenordnungen. In der Radiotechnik kommen alle nur denkbaren Kapazitätswerte vor, angefangen von wenigen Picofarad bis zu vielen tausend Mikrofarad.

2. Spulen

Die Spule ist gewissermaßen das Gegenstück zum Kondensator und in der Radiotechnik ebenso wichtig. Wie wir schon hörten, erlaubt sie das Erzeugen magnetischer Felder. Sie wird jedoch nicht nur für diesen Zweck allein verwendet, sondern ihr radiotechnisches Anwendungsgebiet ist bei weitem größer.

Die einfachste Spule wird durch ein gewöhnliches, gerades Stück Draht nach Abb. 15 verkörpert. Wird dieser Draht, wie durch den Pfeil angedeutet, von einem elektrischen Strom durchflossen, so bildet sich rings um ihn ein magnetisches Kraftfeld, das durch die ringförmigen Linien dargestellt ist. Zu jedem Zentimeter Länge gehört eine bestimmte Zahl von Kraftlinien. Das Gesamtfeld des Drahtes muß demnach um so größer sein, je länger dieser ist. Um ihn bequem unterzubringen, wickelt man ihn spiralförmig auf und erhält so eine Spule, die schematisch in Abb. 16 dargestellt ist.

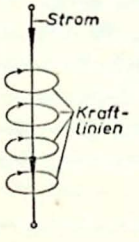


Abb. 15. Einfachste Form einer Spule mit angedeutetem magnetischen Kraftlinienverlauf

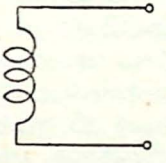


Abb. 16. Schaltzeichen für eine Spule

Wie beim Kondensator, so wollen wir auch bei der Spule das elektrische Verhalten betrachten. Wir nehmen an, daß der verwendete Draht vollkommen widerstandsfrei ist. Wenn wir also einen reinen Gleichstrom durch die Spule senden, so tritt an ihr überhaupt kein Spannungsabfall auf. Es bildet sich lediglich ein magnetisches Feld wie bei dem Draht nach Abb. 15. Nun gehört zu jeder Drahtwindung eine bestimmte Anzahl magnetischer Kraftlinien. Infolgedessen erzeugt eine Spule ein um so größeres magnetisches Feld, je mehr Windungen sie besitzt.

Das von einem reinen Gleichstrom erzeugte Kraftfeld hat auf die Spule oder auf eine in der Nähe befindliche andere Spule keinerlei Einfluß. Wir würden seine Anwesenheit lediglich dadurch feststellen können, daß die Spule ähnliche Wirkungen wie ein Dauermagnet zeigt. Sie ist also in der Lage, Eisenteile je nach der Stärke des Stromes mehr oder weniger kräftig anzuziehen.

Die Sachlage ändert sich, wenn wir die Spule an eine Wechselspannung legen. Der dann auftretende Wechselstrom hat ein ebenso wechselndes Magnetfeld zur Folge, d. h. dieses steigt bis zu einem Höchstwert an, fällt wieder auf Null zurück und beginnt wieder zu steigen, jetzt aber in umgekehrter Richtung. Die Zahl der Kraftlinien ändert sich demnach dauernd mit der Frequenz des Wechselstroms. Ein grundlegendes elektrotechnisches Gesetz, das sog. Induktionsgesetz, besagt, daß in einer Spule, die sich in einem v e r ä n d e r l i c h e n Magnetfeld befindet, eine Wechselspannung auftritt. Diese Erscheinung heißt Induktion, und man sagt, das Wechselfeld induziert in die Spule eine Spannung. Deren Größe hängt nun vor allem von zwei Faktoren ab. Einmal ist die Geschwindigkeit, mit der sich das Wechselfeld ändert, von großem Einfluß. Je schneller die Schwankungen sind, um so größer sind auch die auftretenden Spannungen. Es ist selbstverständlich, daß sich ein Wechselfeld um so schneller ändert, je größer die Frequenz des Wechselstromes ist. Daraus erkennen wir, daß die Größe der induzierten Spannung, die „Induktionsspannung", mit der Frequenz des Wechselstroms, der das Magnetfeld hervorruft, steigt.

Weiterhin ist die Beschaffenheit der Spule von großem Einfluß auf die Höhe der induzierten Spannung. Hat sie z. B. viel Windungen und sind gewisse konstruktive Maßnahmen getroffen, die dafür sorgen, daß das Magnetfeld recht kräftig

wird, so wird die induzierte Spannung entsprechend groß sein. Man faßt diese Spuleneigenschaften in einem Zahlenfaktor zusammen, den man „Selbstinduktionskoeffizient" oder kurz L-Wert nennt.

Wir wollen nun zusehen, wie sich die Induktionserscheinungen auf das sonstige Verhalten der Spule bei Wechselstrom auswirken. Die Spule befindet sich in ihrem eigenen Wechselfeld und ist demnach dessen Einflüssen unmittelbar ausgesetzt. Infolgedessen wird in ihr selbst eine zusätzliche Wechselspannung induziert, eine „Selbstinduktionsspannung", deren Höhe auf Grund der vorstehenden Ausführungen von der Frequenz des Wechselstroms und dem Selbstinduktionskoeffizienten der Spule abhängt. Daraus geht hervor, daß die Spule für Wechselstrom nicht mehr als widerstandsloses Organ betrachtet werden kann, denn sie weist jetzt eine Spannung auf. Nach dem Ohmschen Gesetz gehört jedoch zu einer bestimmten Spannung und zu einem bestimmten Strom ein Widerstand, der sich aus dem Quotienten beider Werte ergibt. Bei Gleichstrom ist das nicht der Fall, denn in der widerstandslosen Spule kann nur ein S t r o m fließen; eine S p a n n u n g kann sich an ihr nicht ausbilden. Wir sehen also, daß eine Spule bei Gleichstrom keinen Widerstand hat, während sie bei Wechselstrom keineswegs widerstandsfrei ist.

Wovon hängt nun der Wechselstromwiderstand einer Spule ab? Das ist auf Grund der vorstehenden Überlegungen leicht verständlich. Nach dem Ohmschen Gesetz ist ein Widerstand um so größer, je größer die an ihm liegende Spannung bei gegebenem Strom ist. Wir hörten nun, daß die Induktionsspannung mit der Frequenz und dem Selbstinduktionskoeffizienten der Spule steigt. Demnach muß auch der Wechselstromwiderstand der Spule um so größer sein, je größer diese beiden Werte sind.

Vergleichen wir das Verhalten der Spule mit dem Verhalten eines Kondensators, so sehen wir mancherlei Ähnlichkeiten, aber auch mancherlei Unterschiede. In beiden Fällen stellen wir fest, daß die Wechselstromwiderstände sehr stark von der Frequenz abhängen. Während jedoch beim Kondensator der Widerstand mit steigender Frequenz fällt, wächst der Widerstand einer Spule mit der Frequenz. In dieser Hinsicht verhalten sich also Spulen gerade umgekehrt wie Kondensatoren. Die Kapazität eines Kondensators kann mit dem Selbstinduktionskoeffizienten einer Spule verglichen werden,

denn beide Werte hängen unmittelbar vom Aufbau des betreffenden Kondensators oder der Spule ab. Der Wechselstromwiderstand eines Kondensators fällt jedoch mit wachsender Kapazität, während der Wechselstromwiderstand einer Spule mit wachsendem Selbstinduktionskoeffizienten steigt. Auch in dieser Hinsicht zeigen also die beiden Organe ein umgekehrtes Verhalten, was man sich gut einprägen muß.

Spulen gibt es in der Radiotechnik in den verschiedensten Ausführungen, die je nach Verwendungszweck außerordentlich stark voneinander abweichen können. Bei hohen Frequenzen braucht man z. B. Spulen mit nur wenig Windungen, während die Windungszahl bei Spulen, die mit niederen Frequenzen arbeiten müssen, recht groß sein kann. Mitunter läßt sich die erforderliche „Induktivität" durch einfaches Erhöhen der Windungszahl überhaupt nicht erreichen. Wir kennen nun ein vorzügliches Mittel, um die Induktivität einer Spule mit gegebener Windungszahl sehr beträchtlich zu erhöhen; man braucht nur in die Spule einen Eisenkern zu stecken oder sie sonst irgendwie in Eisen einzubetten. Dieses Metall hat nämlich die Eigenschaft, die von der Spule erzeugten Kraftlinien recht fest an sich zu binden, so daß nur wenig Kraftlinien durch „Streuung" nach außen verlorengehen. Wir wissen, daß die Gesamtzahl der Kraftlinien die Größe der Induktivität weitgehend bestimmt. Infolgedessen trägt die Anwesenheit des Eisens zur Erhöhung der Induktivität in hohem Maße bei. Es kommt dabei allerdings außerordentlich auf die Zusammensetzung des Eisens an. Maßgebend ist in erster Linie die sogenannte „Permeabilität", ein Maß für die magnetische „Durchlässigkeit" des Eisens. Je höher die Permeabilität ist, um so mehr steigert die Anwesenheit des Eisens die Induktivität, d. h. den induktiven Widerstand der Spule. Man darf nun jedoch nicht in den Fehler verfallen und danach trachten, grundsätzlich jede Spule mit einem einfachen, massiven Eisenkern möglichst großer Permeabilität zu versehen. Eisen hat nämlich in elektrischer Hinsicht nicht nur gute, sondern auch schlechte Eigenschaften. So bewirkt es die sogenannten Ummagnetisierungsverluste und die Wirbelstromverluste. Im ersten Fall handelt es sich um die Tatsache, daß das magnetische Wechselfeld das Eisen einmal in der einen und dann wieder in der anderen Richtung magnetisieren muß. Das geht niemals verlustlos vor sich, d. h. ein Teil der im Magnetfeld steckenden Energie wird unnötig verbraucht.

Die Wirbelstromverluste kommen dadurch zustande, daß ein geschlossener Eisenkern wie eine kurzgeschlossene Drahtwindung wirkt. Wird nun in diese Windung durch das Magnetfeld Spannung induziert, so fließt im Eisenkern ein starker Strom, Wirbelstrom genannt, der natürlich ebenfalls als Verlust zu werten ist.

In Abb. 1 und 8, Tafel II, ist eine einfache Zylinderspule dargestellt, wie sie besonders in den Anfangsjahren der Radiotechnik verwendet wurde. Man wickelt auf einen passenden Trägerkörper, z. B. auf ein Hartpapier- oder Pertinaxrohr, die benötigte Windungszahl möglichst gleichmäßig und Windung neben Windung. Solche Spulen nehmen jedoch ziemlich viel Platz ein. Man ist daher zu den sog. Massekernspulen übergegangen, deren räumliche Abmessungen bedeutend kleiner sind. In Abb. 3 bis 7, Tafel II, sehen wir eine der vielen heute auf dem Markt befindlichen Ausführungsformen, die im wesentlichen aus dem eigentlichen Wickelkörper und einem Kern aus Eisenmasse bestehen, der die Spule vollkommen einhüllt. Man verwendet hierfür einen Spezialstoff, der aus pulverisiertem Eisen besteht, das mit einem Bindemittel vermischt und in die gewünschte Form gepreßt wird. In neuester Zeit spielen auch die sog. „Ferrite" eine große Rolle. Sie werden von verschiedenen Firmen z. B. unter den Namen „Ferroxcube" (Philips), „Siferrit" (Siemens), „Keraperm" (Dralowid) in den Handel gebracht. Es handelt sich um keramische, stark mit Eisen versetzte Stoffe hoher Permeabilität und kleiner Verluste, die auch den Bau winziger Miniaturspulen erlauben (s. Abb. 12 und 13, Tafel I).

Sind die Frequenzen sehr klein, so braucht man gänzlich andere Spulenformen. Man macht dann von Eisenblechen Gebrauch. In Abb. 9, Tafel IV, ist eine Niederfrequenzspule oder „Drossel" dargestellt, wie sie z. B. im Netzteil von Rundfunkempfängern zur Verwendung kommt.

Zur Andeutung von Spulen in Schaltbildern verwendet man wie bei Kondensatoren bestimmte Symbole. Abb. 17 zeigt das Schaltzeichen für eine nicht veränderliche Spule ohne Eisenkern, Abb. 18 gibt das Schaltzeichen für eine Spule mit Eisenkern wieder. In Abb. 19 ist eine Spule dargestellt, deren Induktivität durch An- und Abschalten von Windungen verändert werden kann. In Abb. 20 schließlich sehen wir das Symbol für eine veränderliche Spule mit Massekern. Die Induktivität läßt sich bei diesen Ausführungen in sehr einfacher

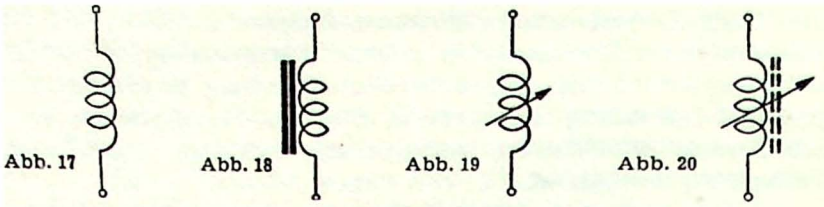


Abb. 17. Schaltzeichen einer nichtveränderlichen Spule ohne Eisenkern
Abb. 18. Schaltzeichen einer nichtveränderlichen Spule mit Eisenkern
Abb. 19. Schaltzeichen einer veränderlichen Spule ohne Eisenkern
Abb. 20. Schaltzeichen einer veränderlichen Spule mit Eisenkern

Weise dadurch einstellen, daß man in den Mantel des Eisenkerns nach Abb. 3—7, Tafel II, einen kleinen Stift aus Ferrit oder Hochfrequenzeisen mehr oder weniger weit hineinschraubt. Dadurch sind sehr kleine und genau abstufbare Korrekturen möglich, was vom Radiotechniker dankbar begrüßt wird.

Für die Größe der Induktivität gibt es eine Maßeinheit, mit der man rechnen kann und durch die sich die elektrische Größe der Spulen leicht voneinander unterscheiden läßt. Man mißt die Induktivität in einem Maß, dessen Einheit zu Ehren eines englischen Naturforschers mit Henry bezeichnet wird. Eine Spule mit einer Induktivität von 1 Henry (H) ist bereits ziemlich groß. In der Radiotechnik braucht man meistens wesentlich kleinere Spulen, so daß man gern mit den beiden Untereinheiten Millihenry (mH) und Mikrohenry (μH) rechnet. Das Millihenry ist der tausendste, das Mikrohenry der millionte Teil eines Henry. Früher hat man auch noch mit der schon von der Kapazität bekannten Einheit „Centimeter“ gerechnet, worauf man heute jedoch verzichtet.

Spulen sind in der Radiotechnik ebenso wichtig wie Kondensatoren. Ihr elektrisches Verhalten geht aus den vorstehenden einfachen Überlegungen hervor.

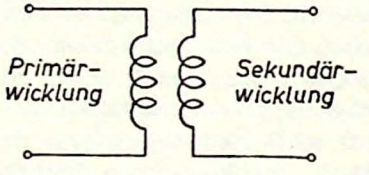


Abb. 21. Schaltzeichen eines Transformators

3. Transformatoren

Die Arbeitsweise der Transformatoren ist an Hand des Induktionsgesetzes ohne weiteres verständlich. Nähern wir nach Abb. 21 einer wechsel-

stromdurchflossenen Spule eine zweite so weit, daß die Kraftlinien der ersten Spule auch auf diese einwirken können, so entsteht an deren Enden eine Wechselspannung. Wir können also die Spannung der ersten Spule gewissermaßen auf die zweite Spule übertragen oder „transformieren". Solch eine Einrichtung heißt Transformator; sie hat in der Radiotechnik größte Bedeutung, was wir später erkennen werden.

Hat die erste Spule, die sog. „Primärwicklung", dieselbe Windungszahl wie die zweite Spule, die man auch „Sekundärwicklung" nennt, so sind die beiden Spannungen gleich groß. Die Sachlage ändert sich jedoch, wenn die Windungszahlen voneinander abweichen. Nehmen wir z. B. an, die zweite Spule habe eine doppelt so große Windungszahl wie die erste. Das Wechselfeld der Primärspule erzeugt in jeder Windung der Sekundärspule eine bestimmte Spannung. Nachdem alle Windungen hintereinander geschaltet sind, müssen sich die Einzelspannungen addieren. Deshalb wird die Sekundärseite eine um so größere Spannung aufweisen, je mehr Windungen sie besitzt. Infolgedessen kann die Spannung der Sekundärwicklung die der Primärwicklung ganz erheblich übersteigen, wenn nur das erregende Feld der Primärwicklung stark genug ist. Man spricht in diesem Fall von „Aufwärtstransformation" und deutet damit an, daß die ursprüngliche Primärspannung beträchtlich erhöht worden ist.

Gibt man der Sekundärwicklung weniger Windungen als der Primärwicklung, so erhält man das umgekehrte Ergebnis. Die Sekundärspannung ist nun erheblich kleiner als die Primärspannung, man spricht jetzt von „Abwärtstransformation". Ein Transformator ist also ein vorzügliches Mittel zum beliebigen Herauf- oder Herabsetzen von Wechselspannungen. Das Verhältnis der Windungszahlen gibt unmittelbar an, um wieviel die Spannung „transformiert" wird. Beträgt beispielsweise die Primärspannung 100 Volt und befinden sich auf der Sekundärwicklung fünfmal so viel Windungen wie auf der Primärwicklung, so tritt an der Sekundärwicklung eine fünfmal so große Spannung, also 500 Volt, auf. Würden sich auf der Sekundärseite fünfmal weniger Windungen befinden, so könnten dort nur 20 Volt entstehen. Durch entsprechende Wahl des Windungszahlverhältnisses kann man also jede beliebige Spannungstransformation erzielen.

Die leichte Transformierbarkeit der Spannungen darf aber nicht zu der Annahme verleiten, daß man durch einfaches

Zwischenschalten eines Transformators eine höhere Leistung erzielen kann, als sie die Stromquelle überhaupt zu liefern vermag. Wenn wir beispielsweise an die Sekundärseite eines Transformators einen Widerstand schalten, der eine Leistung von 50 Watt entnimmt, so entzieht die Primärseite des Transformators der Stromquelle dieselbe Leistung. Daran ändern die verschiedenen Spannungen und Wicklungen nichts. Beträgt die Primärspannung z. B. 100 Volt und der Primärstrom 0,5 Ampere, so fließt bei einer Sekundärspannung von 1000 Volt ein Strom von nur 0,05 Ampere. In beiden Fällen ist das Produkt aus Strom und Spannung 50 Watt. Die Größe der transformierten Leistung ändert sich also nicht, ganz gleichgültig, ob sie in Form niedriger Spannung und großen Stromes oder großer Spannung und kleinen Stromes zustandekommt.

Mit Transformatoren kann man übrigens nicht nur Spannungen und Ströme, sondern auch Widerstände transformieren. Um das zu verstehen, greifen wir nochmals auf das vorige

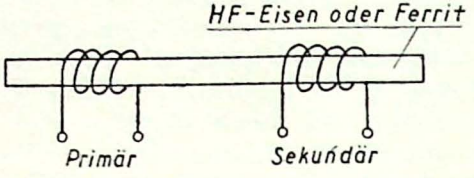


Abb. 22. Anordnung eines Hochfrequenztransformators

Beispiel zurück. An der Primärseite hatten wir eine Spannung von 100 Volt bei einem Strom von 0,5 Ampere. Nach dem Ohmschen Gesetz entspricht das jedoch einem Widerstand von 100:0,5 = 200 Ohm, den man sich an Stelle der Primärwicklung denken kann. Auf der Sekundärseite dagegen finden wir eine Spannung von 1000 Volt und einen Strom von 0,05 Ampere, was einem Widerstand von 1000:0,05 = 20 000 Ohm entspricht. Der Widerstand der Primärseite ist also gewissermaßen um den Wert 20 000:200 = 100 heraufgesetzt worden. Diese Eigenschaft hat den Transformator in der Radiotechnik ganz besonders wertvoll gemacht, weil man oft vor der Aufgabe steht, Widerstände in andere Werte zu transformieren.

Ebenso wie Kondensatoren und Spulen können Transformatoren je nach ihrem Verwendungszweck ganz verschiedenartig aufgebaut sein. Ausgesprochene Hochfrequenztransformatoren bestehen im einfachsten Fall nach Abb. 22 aus zwei

Spulen mit wenig Windungen, die in bestimmtem Abstand einander gegenüberstehen. Sollen Spannungen oder Ströme mit kleinen Frequenzen transformiert werden, so muß man aus dem gleichen Grunde wie bei den Spulen einen zusätzlichen Eisenkerns verwenden. In Abb. 5, Tafel IV, sehen wir die Ausführung eines derartigen Transformators.

Das Schaltzeichen für Transformatoren ist sehr einfach und sinnfällig. Abb. 23 zeigt das Symbol für einen Transformator ohne, Abb. 24 das Symbol für einen Transformator mit Eisenkern. An Stelle der Spiralen findet man (auf Grund einer unglücklichen „Normung") manchmal auch dicke Balken.

Um die elektrischen Eigenschaften eines Transformators zum Ausdruck zu bringen, bedient man sich des sog. Übersetzungsverhältnisses. Es gibt an, wievielmal größer oder kleiner die Primärwindungszahl gegenüber der Sekundärwindungszahl ist. Hat dieses Verhältnis z. B. den Wert 1:10, so heißt das, daß der Transformator zehnmal mehr Sekundärwindungen als Primärwindungen hat. Dagegen würde ein Übersetzungsverhältnis von 10:1 das Umgekehrte bedeuten.

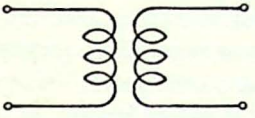


Abb. 23.
Schaltzeichen eines Transformators ohne Eisenkern

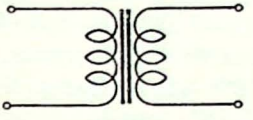


Abb. 24.
Schaltzeichen eines Transformators mit Eisenkern

Neben diesem Wert sind noch andere Daten zur elektrischen Kennzeichnung eines Transformators in der Radiotechnik von Bedeutung. So kann z. B. die Induktivität der Primär- oder Sekundärwicklung von Interesse sein. Bei der Besprechung der Radioschaltungen werden wir darauf noch zurückkommen. Hier sei vor allem noch erwähnt, daß die Transformatoren eine besonders große Bedeutung bei der „Anpassung" von Widerstandswerten haben. Oft steht man nämlich in der Radiotechnik vor der Aufgabe, drei Widerstände bestimmter Größe so parallel zu schalten, daß sich an dem einen Widerstand ein Maximum an Strom, Spannung oder Leistung ergibt. Dazu gehört aber, wie wir später noch sehen werden, daß die Widerstände in einem ganz bestimmten Verhältnis zueinander stehen. Das richtige Verhältnis kann man jedoch mit Transformatoren am besten erzwingen.

4. Widerstände

Kondensatoren, Spulen und Transformatoren sind neben Röhren, die wir ihrer Wichtigkeit halber in einem besonderen Kapitel besprechen werden, die Grundelemente eines jeden Radiogeräts. Auch die gewöhnlichen Ohmschen Widerstände, wie sie aus der Elektrotechnik bekannt sind, gehören zu diesen elementaren Bausteinen. Bekanntlich setzt ein Widerstand den Elektronen eine bestimmte Reibung entgegen. Der Zusammenhang zwischen Strom, Spannung und Widerstand ist durch das Ohmsche Gesetz gegeben. Es besagt bekanntlich, daß der Strom in einem Widerstand um so größer ist, je größer man die angelegte Spannung macht und je kleiner der Widerstand selbst bemessen wird. Die Maßeinheit des Widerstands ist das Ohm. In der Radiotechnik kommen meist größere Werte vor, so daß man gern mit den Einheiten Kiloohm und Megohm rechnet. Ein Kiloohm sind tausend Ohm, ein Megohm eine Million Ohm.

Widerstände werden bekanntlich durch den Strom nicht unbeträchtlich erhitzt. Man darf deshalb für einen Widerstand bestimmter Größe und Form einen Höchststrom, letzten Endes also eine Höchstleistung, nicht überschreiten. Die größte Leistung, die man einem Widerstand zumuten kann, wird „Belastbarkeit" genannt und in Watt gemessen. Wenn z. B. die Belastbarkeit eines Widerstandes 5 Watt beträgt, so darf man durch ihn höchstens einen Strom von 1 Ampere bei 5 Volt oder aber auch einen Strom von 0,1 Ampere bei 50 Volt senden. Welches Wertepaar möglich ist, richtet sich nach dem betreffenden Widerstandswert. Beträgt dieser z. B. 5 Ohm, so ist der Widerstand bei einer Spannung von 5 Volt gerade voll belastet, weil dann ein Strom von 1 Ampere fließt, was einer Leistung von 5 Watt entspricht. Hätte dagegen der Widerstand einen Wert von 50 Ohm, so wäre die gleiche Belastung bei einer Spannung von 15,8 Volt erreicht. Dann fließt nämlich ein Strom von etwa 0,316 Ampere, was wiederum einer Leistung von $15{,}6 \cdot 0{,}316 = 5$ Watt entspricht. Diese einfachen Überlegungen muß man anstellen, wenn man etwas tiefer in das Verständnis von Radioschaltungen eindringen will.

Die Belastbarkeit des Widerstandes hängt sehr stark von seiner Konstruktion und seiner Oberfläche, ferner von den jeweiligen Kühlverhältnissen ab. Befindet sich ein Widerstand bestimmter Bauform in einem kräftigen Luftstrom, so kann

man ihm eine größere elektrische Leistung zumuten, als wenn er in einem guten Wärmeisolator ruht. Das ist verständlich, denn der Luftstrom führt ja einen großen Teil der zugeführten elektrischen Leistung wieder in Form von Wärme ab. Diese Tatsache wird in der Elektro- und Radiotechnik auch sehr oft ausgenützt. Man muß nämlich mitunter einem Widerstand, dessen Abmessungen nicht beliebig vergrößert werden können, eine bestimmte, nicht unbeträchtliche elektrische Leistung zumuten. Dazu genügt die natürliche Luftkühlung in vielen Fällen nicht mehr, so daß man durch Ventilatoren für eine zusätzliche Abkühlung Sorge tragen muß. In besonders kritischen Fällen ist daher Wasserkühlung erforderlich.

Eine weitere Eigenschaft von Widerständen, nämlich ihre Abhängigkeit von der Temperatur, darf nicht unerwähnt bleiben. Es gibt Stoffe mit großen und kleinen „Temperaturkoeffizienten". Dieser Wert ist ein Maß dafür, wie stark sich ein Widerstand in seiner elektrischen Größe unter dem Einfluß der Temperatur ändert. So gibt es Stoffe, deren elektrischer Widerstand bei Erhitzung steigt, andere wieder, bei denen er fällt. Man spricht dann von „Kaltleitern" bzw. „Heißleitern", die z. B. in der Elektronik viele Anwendungen finden und unter verschiedenen Bezeichnungen in den Handel kommen („NTC"-Widerstände von Valvo, „Thermowid"- und „Negatohm"-Widerstände von Dralowid, „Newi"Widerstände von NSF usw.). Will man Widerstände bauen, deren Wert sich mit der Temperatur praktisch nicht ändert, so benötigt man Spezialmetall-Legierungen mit besonders kleinen Temperaturkoeffizienten. Es gibt auch spannungsabhängige Widerstände für Sonderzwecke, z. B. die VDR-Widerstände von Valvo.

Wir wollen uns nun an Hand einiger Abbildungen mit dem Aussehen von Widerständen, wie sie in der Radiotechnik üblich sind, vertraut machen. Man unterscheidet wie bei den Drehkondensatoren zwischen festen, in ihrem Wert nicht veränderlichen Widerständen, und zwischen den sog. Regulierwiderständen. In Abb. 15, 16, 17, Tafel I, sehen wir drei verschiedene Formen von Festwiderständen, wie sie für radiotechnische Zwecke mit verschiedenen Belastbarkeiten in den Handel kommen. An ihren Enden befinden sich kleine Drähte oder Ösen, mit denen der Widerstand in den Radioapparat gelötet werden kann. Die Höchstbelastbarkeit solcher Widerstände liegt bei etwa 10 Watt. In verschiedenen Fällen kommen jedoch noch höhere Belastbarkeiten in Betracht. Abb. 13,

Tafel II, zeigt uns eine solche Ausführung, die mit verschiedenen Widerstandswerten und mit Belastbarkeiten bis zu 50 Watt in den Handel kommt.

In Hochfrequenzschaltungen legt man oft Wert darauf, daß die Widerstände nicht etwa noch eine zusätzliche Induktivität haben, die sich meist schädlich auswirkt. Damit muß man jedoch rechnen, wenn man die Widerstände aus dünnem Draht anfertigt, der Windung neben Windung auf einen Trägerkörper gewickelt ist. Solch eine Wicklung entspricht ja einer Spule mit einer gewissen Induktivität. Deshalb ist man schon frühzeitig dazu übergegangen, „induktionsfreie" Widerstände aus chemischen Massen herzustellen. So hat beispielsweise ein Graphitstab einen bestimmten Ohmschen Widerstand, jedoch praktisch keine Induktivität. Die Industrie hat viel Entwicklungsarbeit leisten müssen, bis es ihr gelang, brauchbare Widerstände nach diesem Verfahren herzustellen.

Verschiedene Formen von Regelwiderständen sind in den Abb. 5—8, Tafel III, wiedergegeben. Aus Abb. 8, Tafel III, ergibt sich der Aufbau besonders deutlich. Wir sehen einen runden Wickelkörper, der den eigentlichen Widerstandsdraht trägt. Die Windungen können mit Hilfe eines „Schleifers", der von einer Antriebsachse bedient wird, stufenweise abgegriffen werden. Zwischen dem einen Wicklungsende und dem Schleifer lassen sich demnach beliebige Widerstandswerte einstellen.

In Abb. 5, Tafel III, sehen wir die geschlossene Form eines Regelwiderstandes. Schleifer und Widerstandskörper sitzen in einem kleinen Metallgehäuse; die drei Anschlüsse sind nach außen geführt. Wie bei den Festwiderständen unterscheidet man auch bei den Regelwiderständen zwischen den Ausführungen mit Widerstandsdraht und den Massewiderständen. Die Massewiderstände erhalten runde Trägerkörper, auf denen sich das chemische Widerstandsmaterial befindet. Widerstände werden heute ebenso wie Kondensatoren und Spulen auch in Miniaturausführung hergestellt.

Das gebräuchlichste Schaltzeichen für Widerstände sehen wir in Abb. 25. Man deutet den Widerstand durch ein längliches Rechteck an. Ist er regelbar, so gilt das Symbol nach Abb. 26, wobei der Pfeil den Schleifer bedeutet. In den Anfangszeiten der Radiotechnik verwendete man auch gern das in Abb. 27 dargestellte Zeichen, das heute jedoch nicht mehr üblich ist. Will man zum Ausdruck bringen, daß der betreffende Widerstand überhaupt keine Selbstinduktion besitzt,

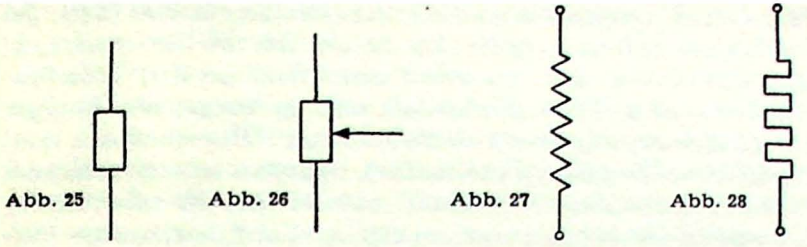


Abb. 25. Schaltzeichen für einen Festwiderstand
Abb. 26. Schaltzeichen für einen regelbaren Widerstand
Abb. 27. Veraltetes Schaltzeichen für Widerstände
Abb. 28. Schaltzeichen für einen induktionsfreien Festwiderstand

so kommt das Schaltzeichen nach Abb. 28 in Betracht. Man macht jedoch nur in Ausnahmefällen davon Gebrauch.

5. Schwingungskreise

Spulen, Kondensatoren, Widerstände, Transformatoren und Röhren finden wir, wie schon erwähnt, als Grundelemente in jeder Radioschaltung. Der Schwingungskreis stellt eine Kombination zweier solcher Grundelemente dar. Er ist jedoch so wichtig, daß man ihn als selbständige Einheit in jeder Radioschaltung betrachten kann. Das richtige Verständnis seines elektrischen Verhaltens ist von größter Bedeutung. Wir wollen uns daher eingehend damit befassen.

Man unterscheidet zwei Arten von Schwingungskreisen, nämlich den Parallelkreis und den Serienkreis. Der Parallelkreis besteht, wie schon der Name sagt, aus der Parallelschaltung einer Spule und eines Kondensators (s. Abb. 29).

Wir wollen einmal annehmen, der Kondensator sei durch irgendeine Stromquelle, z. B. eine Taschenlampenbatterie, auf eine bestimmte Spannung geladen. Dann steckt in ihm ein bestimmtes Maß elektrischer Energie. Die Spannung des Kondensators wird nun einen Strom in der angeschlossenen Spule hervorrufen, der seinerseits wiederum ein magnetisches Feld zur Folge hat. Die im Kondensator steckende Energie wandert mit einer bestimmten Geschwindigkeit zur Spule

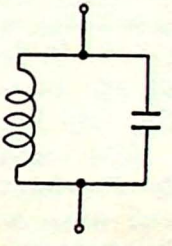


Abb. 29. Schaltbild eines Parallel-Schwingungskreises

hinüber, der Kondensator entlädt sich im Laufe der Zeit. Ist er gänzlich entladen, so gibt die Spule die in ihr steckende Energie wieder ab, die nunmehr neuerlich in den Kondensator fließt. Dieses Spiel wiederholt sich so lange, als Energie in dem geschlossenen Kreis enthalten ist. Wären Spule und Kondensator vollkommen verlustfrei, würden sie also keinen Ohmschen Widerstand enthalten, so würde die elektrische Energie unendlich lange zwischen Spule und Kondensator hin- und herpendeln. Immer dann, wenn im Schwingungskreis der größte Strom fließt, steckt die elektrische Energie vorzugsweise in der Spule. Dann ist nämlich das Magnetfeld am größten, was nach unseren früheren Darlegungen dem größten Energieinhalt der Spule entspricht. Hat dagegen der Strom im geschlossenen Kreis seinen kleinsten Wert erreicht, so ist die elektrische Energie vor allem im Kondensator anzutreffen, der dann voll aufgeladen ist und daher ein sehr großes elektrisches Feld besitzt.

Von Interesse ist nun die Geschwindigkeit, mit der die Energie in diesem Kreis hin- und herpendelt. Eine einfache Überlegung sagt uns, daß dieses Hin- und Herfluten um so langsamer vor sich geht, je größer Kondensator und Spule sind. Beide stellen gewissermaßen Energiespeicher dar, die aufgeladen und wieder entladen werden müssen. Nun dauert z. B. das Beladen eines großen Güterwagens wesentlich länger als das eines Handwagens, was ohne weiteres verständlich ist. Bei den Kondensatoren und Spulen ist das nicht anders. Wenn man einen großen Kondensator auf eine bestimmte Spannung bringen will, müssen viele Elektronen transportiert werden, was natürlich eine entsprechend lange Zeit in Anspruch nimmt. Genau so ist es bei der Spule. Spulen mit großen Induktivitäten haben starke magnetische Kraftfelder. Der Transport der zu deren Aufbau erforderlichen Energie dauert dementsprechend lange. Wir wollen uns also merken, daß die in den Kreis einmal hineingesteckte elektrische Energie um so langsamer zwischen den beiden Energiespeichern hin- und herpendelt, je größer diese sind.

Wie aus den vorstehenden Überlegungen hervorgeht, wird der Kondensator des Schwingungskreises einmal in der einen und dann wieder in der anderen Richtung aufgeladen. Die Polarität der Spannung ändert demnach dauernd ihre Vorzeichen. Das bedeutet jedoch, daß an dem Schwingungskreis letzten Endes eine Wechselspannung herrscht, deren Frequenz

durch die Schnelligkeit des Hin- und Herpendelns der Energie gegeben ist. Wir erkennen nun eine wichtige Eigenschaft des Parallelkreises: Er ist imstande, aus einer einmalig zugeführten Gleichspannung eine Wechselspannung zu erzeugen, die sich in keiner Weise von den aus der Elektrotechnik bekannten Wechselspannungen unterscheidet. Sie wird so lange bestehen, bis die Energie in den Ohmschen Verlustwiderständen restlos verbraucht ist. Das dauert bei den heute üblichen Spulen und Kondensatoren trotz bester Ausführung und sorgfältigster Konstruktion gar nicht lange. Die Wechselspannung verschwindet gewöhnlich schon in Bruchteilen von einer Sekunde.

Um das richtige Verhalten eines Parallel-Schwingungskreises voll zu verstehen, müssen wir unsere Betrachtungen noch etwas weiter ausdehnen. Wir hörten bereits auf S. 45, daß die Wechselstromwiderstände von Spulen und Kondensatoren frequenzabhängig sind, diesbezüglich jedoch ein umgekehrtes Verhalten zeigen. Die Spulenwiderstände steigen mit der Frequenz, während die Kondensatorwiderstände fallen. Wie verhält sich nun die Parallelschaltung beider Organe bei verschiedenen Frequenzen?

Nehmen wir zunächst an, wir hätten die Frequenz Null, also eine reine Gleichspannung. Dann ist der Wechselstromwiderstand der Spule Null, der Widerstand des Kondensators jedoch unendlich groß. Die Parallelschaltung beider Werte hat daher nach den Regeln für parallelgeschaltete Widerstände ebenfalls den Wert Null. Wenn wir nun die Frequenz erhöhen, so beginnt der Widerstand der Spule zu steigen, der Widerstand des Kondensators dagegen zu fallen. Bei einem bestimmten Frequenzwert werden beide Widerstände gleich groß sein. Nun müssen wir aber bedenken, daß die beiden Widerstände sich in bezug auf ihren Frequenzverlauf gerade umgekehrt verhalten. Man bringt das dadurch zum Ausdruck, daß man den Wechselstromwiderstand des Kondensators oder den kapazitiven Widerstand als negativ bezeichnet. Ebenso verfährt man mit den reziproken Werten dieser Widerstände, den sog. Leitwerten. Nun addieren sich bekanntlich bei einer Parallelschaltung die Leitwerte. Haben sie jedoch verschiedenes Vorzeichen, so subtrahieren sie sich. Wenn also in unserem Parallelschwingungskreis bei einer bestimmten Frequenz die Leitwerte gleich groß geworden sind, so ist der übrigbleibende Gesamtleitwert offenbar Null, denn beim Abziehen der beiden Einzelleitwerte verbleibt ja kein Rest.

Dem Leitwert Null entspricht aber der Widerstand Unendlich. Daraus ergibt sich ohne weiteres, daß der Gesamtwiderstand eines Parallel-Schwingungskreises bei einer bestimmten Frequenz unendlich groß ist. Steigern wir die Frequenz über diesen Wert hinaus, so wird der Widerstand des Kondensators kleiner als der Widerstand der Spule. Infolgedessen verbleibt bei der Subtraktion wieder ein Rest und damit ein endlicher Gesamtleitwert. Bei der Frequenz Unendlich ist der Widerstand des Kondensators schließlich Null geworden, so daß auch der Widerstand des gesamten Kreises Null sein muß.

Der merkwürdige Zustand der Widerstandsgleichheit, der mit einem unendlich großen Widerstand des Schwingungskreises einhergeht, führt einen besonderen Namen. Man sagt, der Schwingungskreis befindet sich in „Resonanz". Die zugehörige Frequenz heißt Resonanzfrequenz, die an dem Schwingungskreis auftretende Spannung ist die Resonanzspannung, der Widerstand des Kreises der Resonanzwiderstand. Er ist in unserem Fall unendlich groß. In der Praxis trifft das jedoch niemals zu, denn die Kondensatoren und Spulen enthalten unvermeidliche Ohmsche Widerstände, die natürlich auch bei Resonanz wirksam bleiben. Sie sorgen dafür, daß der Resonanzwiderstand niemals unendlich groß werden kann. Die Industrie hat sich jedoch viel Mühe gegeben, um möglichst verlustfreie Spulen und Kondensatoren zu schaffen. Baut man die Schwingungskreise mit guten Einzelteilen auf, so erhält man Resonanzwiderstände in der Größe von ungefähr 0,3 bis 0,5 Megohm. Wie wir später sehen werden, kann man mit solchen Widerstandswerten in der Radiotechnik schon ziemlich viel anfangen.

Abb. 30. Schaltbild eines Serien-Schwingungskreises

Die Resonanzfrequenzen der Schwingungskreise liegen um so tiefer, je größer die Kapazität des Kondensators und die Induktivität der Spule sind. Wenn wir die Darlegungen auf S. 56 nochmals durchlesen, werden wir diese Behauptung bestätigt finden.

Wir kommen nun zur Besprechung des Serien-Schwingungskreises. Ihm liegt eine Schaltung nach Abb. 30 zugrunde. Spule und Kondensator sind in Reihe geschaltet. Das Verständnis dieser Anordnung fällt uns auf Grund der bisherigen Erläuterungen nicht schwer. Gehen wir wieder von

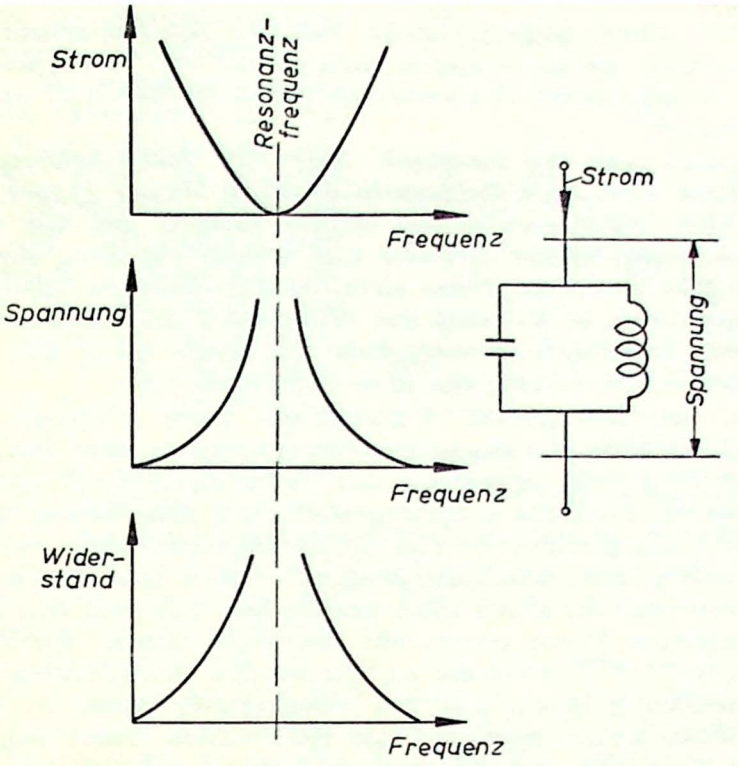


Abb. 31. Die elektrischen Verhältnisse bei einem Parallelkreis bei konstantem zugeführten Strom

der Frequenz Null aus, so finden wir, daß der Gesamtwiderstand des Kreises unendlich groß sein muß, denn der Kondensator liegt in Reihe mit der Spule und macht daher das Zustandekommen eines Gleichstromes unmöglich. Wir erkennen jetzt schon, daß sich der Serienkreis grundsätzlich anders verhält als der Parallelkreis, dessen Widerstand bei der Frequenz Null unendlich klein war. Wenn wir die Frequenz langsam steigern, so wird der induktive Widerstand der Spule größer, der kapazitive Widerstand dagegen kleiner. Bei einem bestimmten Frequenzwert haben beide Widerstände dieselbe Größe. Nach den Gesetzen für die Reihenschaltung von Widerständen ergibt sich jedoch als Gesamtwiderstand die Summe der Teilwiderstände. Sind beide Widerstände gleich groß, so heben sie sich wegen ihres verschiedenen Vorzeichens auf. Es bleibt demnach kein Rest, woraus hervorgeht, daß der Gesamtwiderstand eines Serienkreises bei Resonanz den Wert

Null hat. Dieses Ergebnis zeigt, daß sich ein Serienkreis im Resonanzfall ebenfalls genau umgekehrt wie ein Parallelkreis verhält, dessen Resonanzwiderstand im Idealfall unendlich groß ist.

Steigert man die Frequenz über die Resonanzfrequenz hinaus, so wird der induktive Widerstand immer größer, der kapazitive Widerstand jedoch immer kleiner. Bei der Subtraktion beider Werte verbleibt nun wieder ein Rest, der mit wachsender Frequenz größer wird. Ist die Frequenz unendlich groß geworden, so hat auch der Widerstand des Serienkreises den Wert Unendlich erreicht, denn die Spule wirkt nunmehr wie eine Unterbrechung des ganzen Stromkreises.

Um die elektrischen Verhältnisse beim Parallel- und Serienkreis nochmals genau gegenüberzustellen, sind zunächst in Abb. 31 Strom, Spannung und Widerstand in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen. Die der Abb. 31 zugrundeliegenden Diagramme — von dieser Darstellungsart werden wir künftig öfter Gebrauch machen — sind sehr einfach zu verstehen und vor allem recht anschaulich. Alle auf den Kurven liegenden Werte zeigen den jeweiligen Strom, die Spannung oder den Widerstand an, die zu den betreffenden Frequenzwerten gehören. Auf der waagrechten Achse sind die Frequenzen aufgetragen, auf der senkrechten Achse dagegen Strom, Spannung und Widerstand. Abb. 31 gilt für den Parallel-Schwingungskreis. Wir betrachten zunächst die obere Figur, in der die Abhängigkeit des in den Schwingungskreis fließenden Stromes dargestellt ist. Bei tiefen Frequenzen ist der Strom groß, weil der Gesamtwiderstand noch klein ist. Mit zunehmender Frequenz wird der Strom kleiner und erreicht bei der Resonanzfrequenz den Wert Null. Wird diese Frequenz überschritten, so steigt der Strom wieder an, weil sich der Widerstand des Kreises verkleinert.

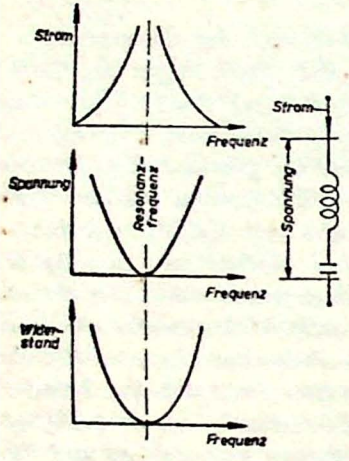


Abb. 32. Die elektrischen Verhältnisse bei einem Serienkreis

Die Spannung verhält sich genau umgekehrt, wie aus der mittleren Figur hervorgeht. Bei sehr tiefen Frequenzen ist sie

wegen des geringen Schwingungskreis-Widerstandes klein. Sie steigt mit zunehmender Frequenz, um bei der Resonanzfrequenz unendlich groß zu werden, ganz gleichgültig, wie groß die den Schwingungskreis erregende Spannung ist. Diese Tatsache wollen wir uns besonders gut merken, weil sie in der Empfangstechnik eine sehr wichtige Rolle spielt.

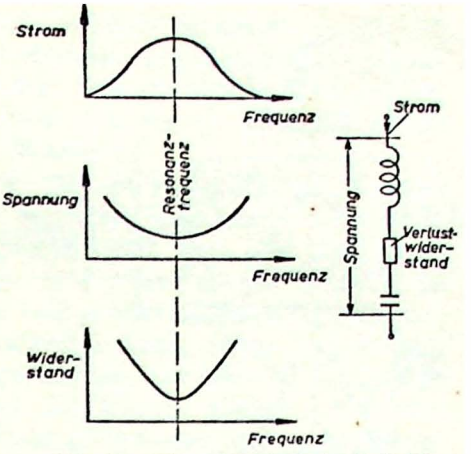


Abb. 33. Die elektrischen Verhältnisse bei einem Serienkreis mit Verlustwiderstand

Die unterste Figur der Abb. 31 schließlich zeigt den Verlauf des Schwingungskreiswiderstandes in Abhängigkeit von der Frequenz, der sich auf Grund der vorstehenden Betrachtungen von selbst ergibt. Der Widerstand wird bei der Resonanzfrequenz unendlich groß.

In Abb. 32 sehen wir nun das Verhalten des Serien-Schwingungskreises. Die Reihenfolge der Figuren ist dieselbe wie in Abb. 31. Der Strom ist anfänglich sehr klein, weil der Kreiswiderstand wegen des Kondensators sehr groß ist. Er steigt mit der Frequenz, um bei der Resonanzfrequenz unendlich groß zu werden. Nach Überschreiten dieses Frequenzwertes fällt der Strom und erreicht bei der Frequenz Unendlich den Wert Null, weil der Widerstand der Spule dann unendlich groß ist.

Die Spannung verhält sich genau umgekehrt. Sie ist bei tiefen Frequenzen groß, bei der Resonanzfrequenz Null — die Widerstände heben sich gegenseitig auf — und bei der Frequenz Unendlich wiederum unendlich groß. Dasselbe Verhalten zeigt auch der Widerstand.

Das richtige Verständnis der Schwingungskreise ist von größter Bedeutung, wenn man die Radioschaltungen wirklich verstehen will. Wir erwähnten bereits auf S. 58, daß es die Werte Unendlich bei den Schwingungskreisen der Praxis niemals gibt. Das ist am einfachsten zu verstehen, wenn man den Serien-Schwingungskreis betrachtet. Jede Spule, auch wenn sie aus dem dicksten Kupferdraht gewickelt ist, hat einen bestimmten Ohmschen Widerstand, den man sich in Reihe mit

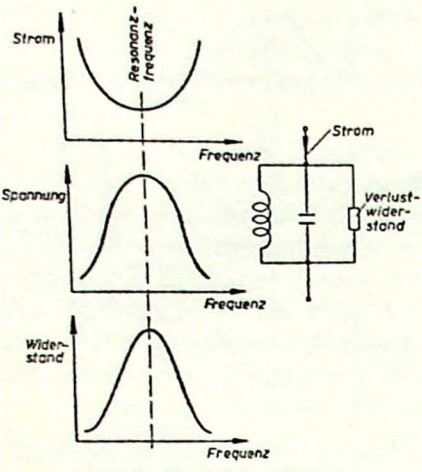


Abb. 34. Die elektrischen Verhältnisse bei einem Parallelkreis mit Verlustwiderstand

der Spule denken kann. Wenn sich nun im Resonanzfall die Blindwiderstände aufheben, so bleibt als Rest ein Ohmscher Widerstand, der das Verhalten des Kreises bei Resonanz entscheidend beeinflußt. Das ist aus Abb. 33 ersichtlich. Wir sehen dort wieder die uns schon bekannten Figuren der Abb. 31 und 32. Der Strom steigt bei der Resonanzfrequenz jetzt nicht mehr auf den Wert Unendlich, sondern auf einen bestimmten endlichen Höchstwert, der durch die Größe des Ohmschen Verlustwiderstandes bestimmt ist. Die Spannung dagegen geht bei Resonanz nicht auf den Wert Null zurück, sondern entspricht dem am Verlustwiderstand auftretenden Spannungsabfall durch den Resonanzstrom. Der Widerstand schließlich ist bei Resonanz durch den Wert des Verlustwiderstandes selbst gegeben, was ohne weiteres verständlich sein dürfte.

Natürlich hat auch ein Parallel-Schwingungskreis Ohmsche Verluste, die jedoch in anderer Weise zum Ausdruck kommen. Abb. 34 zeigt die Verhältnisse. Man denkt sich den im Kondensator oder in der Spule steckenden Verlustwiderstand zweckmäßigerweise als Parallelwiderstand zum Schwingungskreis, der um so größer ist, je kleiner die Verluste sind. Das ist verständlich, wenn man die Extremwerte betrachtet. Ist nämlich der Verlustwiderstand unendlich groß, so können wir ihn uns überhaupt wegdenken. Wir haben dann einen verlustfreien Kreis. Ist dagegen der Verlustwiderstand klein, so spielt er in bezug auf den Schwingungskreis eine große Rolle, weil er die Wechselstromwiderstände des Kondensators und der Spule mehr oder weniger stark kurzschließt.

Die Figuren der Abb. 34 sind auf Grund dieser Erläuterungen ohne weiteres verständlich. Der Strom geht im Resonanzfall nicht bis auf Null zurück, sondern wird durch den Verlustwiderstand bestimmt. Er ist um so größer, je kleiner dieser Widerstand ist. Die Spannung kann bei der Resonanz-

frequenz nicht unendlich groß werden, sondern entspricht lediglich dem durch den Resonanzstrom am Verlustwiderstand hervorgerufenen Spannungsabfall. Der Widerstand schließlich steigt bei Eintreten der Resonanz nur bis zu dem durch den Verlustwiderstand gegebenen Wert.

Die in den Abbildungen 31 bis 34 dargestellten Kurven heißen Resonanzkurven, weil sie das elektrische Verhalten der Schwingungskreise in Abhängigkeit von der Resonanzfrequenz deutlich wiedergeben. Die Form dieser Kurven ist in der Radio-Empfangstechnik von großer Bedeutung, wie wir bei der Besprechung der Empfänger noch näher sehen werden. Hier wollen wir nur untersuchen, wovon die Resonanzkurvenform eigentlich abhängt. Zu diesem Zweck betrachten wir wieder einen Parallel-Schwingungskreis und nehmen zunächst an, daß überhaupt kein schädlicher Verlustwiderstand vorhanden ist. Wir erhalten dann nach Abb. 35 die uns schon aus Abb. 31 bekannte Spannungs-Resonanzkurve a. Wenn nun ein so kleiner Verlustwiderstand hinzukommt, daß die Wechselstromwiderstände von Kondensator und Spule überhaupt keine Rolle mehr spielen, so wird das Verhalten des Schwingungskreises fast ausschließlich von dem Ohmschen Verlustwiderstand bestimmt. Ein Ohmscher Widerstand jedoch ist von der Frequenz überhaupt nicht abhängig. Wir erhalten demnach eine Kurve b in Abb. 35, die außerordentlich flach und niedrig verläuft; an dem kleinen Ohmschen Verlustwiderstand tritt nämlich jetzt nur eine entsprechend kleine und praktisch von der Frequenz unabhängige Spannung auf. Wir erhalten daher eine sehr flache Resonanzkurve. Wenn wir jetzt den Widerstand in Gedanken langsam vergrößern, so nähert sich der Verlauf der Resonanzkurve immer mehr der Kurve a, weil die Wechselstromwiderstände nun stärker hervortreten, so daß die Resonanzerscheinungen wieder deutlicher werden. Die Kurve c in Abb. 35 stellt einen solchen Fall dar. Es gibt also unzählig viele Resonanzkurven zwischen den Extremwerten der Kurven a und b.

Wir erkennen aus diesen Betrachtungen, daß eine Resonanzkurve grundsätzlich um so flacher und niedriger verläuft, je mehr der Verlustwiderstand der Schwingungskreisorgane

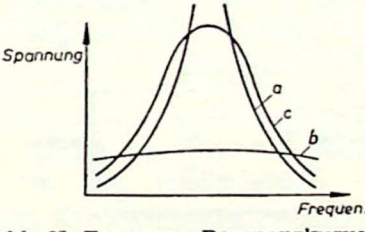


Abb. 35. Form von Resonanzkurven bei verschiedenen Dämpfungen

gegenüber den Wechselstromwiderständen der Kondensatoren und Spulen in Erscheinung tritt. In der Empfangspraxis legt man im allgemeinen auf steile und hohe Resonanzkurven besonderen Wert. Die Gründe dafür werden wir noch ausführlich besprechen.

Schwingungskreise werden in sehr populären Darstellungen oft mit einer Schaukel verglichen, die bekanntlich ebenfalls eine bestimmte „Resonanzfrequenz" hat, deren Wert vor allem durch das Gewicht der Schaukel und die Länge der Schaukelstricke bestimmt ist. Sitzt ein kleines Kind in einer kurzen Schaukel, so schwingt diese schneller hin und her, als wenn ein Erwachsener eine Schiffschaukel betätigt. Tatsache ist jedenfalls, daß man sich der „Resonanzfrequenz" weitgehend anpassen muß, wenn man mit einem Mindestaufwand an Kraft eine möglichst starke Schaukelbewegung erreichen will. Genau so ist es auch bei den Schwingungskreisen. Wir können im Resonanzzustand beispielsweise mit einem Minimum an Energie ein Maximum an Spannung an einem Parallelschwingungskreis erzeugen, was sich aus den Abbildungen 31, 34 und 35 ohne weiteres ergibt. Will man jedoch das elektrische Verhalten eines Schwingungskreises wirklich verstehen, so ist es besser, wenn man sich in die tatsächlichen elektrischen Vorgänge vertieft und dann erst den Vergleich mit mechanischen Schwingungen, wie sie z. B. von einer Schaukel ausgeführt werden, heranzieht. Geht man jedoch von Anfang an von mechanischen Vergleichen aus, so läuft man Gefahr, daß das Verständnis der Vorgänge nur sehr oberflächlich bleibt.

6. Siebketten

Siebketten gehören heute ebenso wie Schwingungskreise zu den radiotechnischen Grundelementen, weshalb wir sie in diesem Kapitel besprechen wollen. Sie haben grundsätzlich die Aufgabe, Spannungen oder Ströme mit abweichenden Frequenzen voneinander zu trennen. Die Wirkungsweise von Siebketten ist ohne weiteres verständlich, wenn man sich von dem Verhalten der Kondensatoren und Spulen einen klaren Begriff verschafft hat.

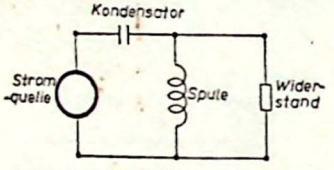


Abb. 36. Einfachste Schaltung eines Hochpasses

Es gibt Siebketten, die hohe Frequenzen gut hindurchlassen, tiefe Frequenzwerte dagegen sperren. Man spricht dann von „Hochpässen", eine Bezeichnung, die auf Grund der angedeuteten Wirkungsweise ohne weiteres verständlich ist. Weiterhin gibt es Einrichtungen, die den tiefen Frequenzen keinen Widerstand entgegensetzen, für die hohen Frequenzen jedoch als Sperre wirken. Solche Siebketten nennt man „Tiefpässe". Schließlich kennen wir Anordnungen, mit deren Hilfe ganz bestimmte Frequenzbereiche, „Frequenzbänder", gesperrt oder durchgelassen werden können. Man spricht dann von „Bandpässen".

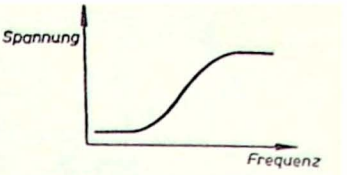


Abb. 37. Verlauf der Ausgangsspannung an einem Hochpaß in Abhängigkeit von der Frequenz

Wir wollen zunächst die Hochpässe kennenlernen. Die einfachste Schaltung ist in Abb. 36 wiedergegeben. Wir sehen dort in schematischer Darstellung eine Anordnung, die Spannungen mit den verschiedensten Frequenzen liefern soll. Stromquellen werden in Schaltbildern gewöhnlich durch Kreise dargestellt, wie das Abb. 36 deutlich zeigt. Der obere Anschluß der Stromquelle ist mit einem Kondensator verbunden, der mit dem oberen Anschluß einer Spule in Verbindung steht. Vom unteren Anschluß der Spule führt ein Leitungsdraht zum unteren Anschluß der Stromquelle zurück. Parallel zur Spule liegt ein Ohmscher Widerstand.

Wie verhält sich nun diese Schaltung bei hohen Frequenzen? Der Kondensator bildet dann nur einen kleinen, die Spule dagegen einen großen Widerstand. Deshalb fließt der größte Teil des Stromes ungehindert in den rechts gezeichneten Ohmschen Widerstand, und es gelangt praktisch die volle Spannung der Stromquelle dorthin. Bei kleinen Frequenzen ergibt sich ein anderes Bild. Der Wechselstromwiderstand des Kondensators ist nun verhältnismäßig groß, der Widerstand der Spule dagegen klein. Deshalb geht der größte Teil der Wechselspannung am Kondensator verloren, und an der Spule bleibt nur noch ein kleiner Wechselspannungsrest. Infolgedessen erscheint an dem Ohmschen Widerstand jetzt nur noch eine Spannung, die wesentlich kleiner ist als die Spannung der Stromquelle bei der betreffenden Frequenz. Wie wir sehen, erfüllt die Anordnung nach Abb. 36 alle Forderungen, die man an einen Hochpaß stellen muß. Die Spannung am „Ausgang" wird mit wachsender Frequenz immer größer. Um das

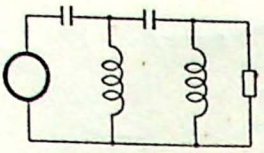


Abb. 38.
Hintereinanderschaltung von zwei Hochpässen

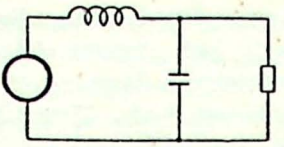


Abb. 39.
Einfachste Schaltung eines Tiefpasses

besonders deutlich zu machen, bringen wir in Abb. 37 ein Diagramm, das den Verlauf der Spannung am Ohmschen Widerstand in Abhängigkeit von der Frequenz zeigt.

Man kann die Wirkung noch wesentlich verbessern, wenn man nach Abb. 38 zwei oder auch mehrere Siebglieder hintereinander schaltet. Der an der ersten Spule bei tiefen Frequenzen eventuell noch auftretende Wechselspannungsrest wird durch die zweite folgende Siebkette fast vollständig unterdrückt.

Die zweite Form, der sog. „Tiefpaß", ist ebenso einfach zu verstehen. In Abb. 39 sehen wir wieder eine Stromquelle, die Spannungen verschiedenster Frequenz liefern soll. In der anschließenden Schaltung haben die Spule und der Kondensator ihre Plätze gegenüber Abb. 36 vertauscht. Bei tiefen Frequenzen ist der Widerstand der Spule klein, der Widerstand des Kondensators dagegen groß. Infolgedessen tritt an der Spule kein merklicher Spannungsabfall auf, und der von der Stromquelle gelieferte Strom fließt fast ausschließlich in den Ohmschen Widerstand. Der Kondensator stellt wegen seines hohen Widerstandes praktisch keine Belastung dar; infolgedessen wird die volle Spannung der Stromquelle am Ausgang der Anordnung auftreten, woraus hervorgeht, daß die tieferen Frequenzen ohne nennenswerte Behinderung durchgelassen werden. Bei hohen Frequenzen ändert sich jedoch die Sachlage. Der Widerstand der Spule ist dann groß, der des Kondensators klein. Infolgedessen tritt an der Spule ein er-

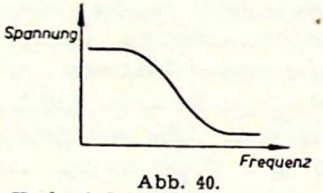


Abb. 40.
Verlauf der Ausgangsspannung an einem Tiefpaß in Abhängigkeit von der Frequenz

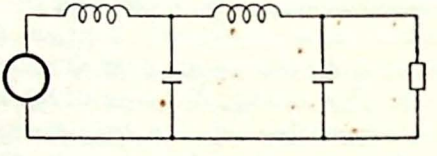


Abb. 41.
Hintereinanderschaltung von zwei Tiefpässen

heblicher Spannungsabfall auf, und es bleibt nur noch wenig Spannung für den Kondensator und den Ohmschen Widerstand übrig. Die hohen Frequenzen werden also fast vollkommen gesperrt. In Abb. 40 sehen wir das zugehörige Spannungsdiagramm, das auf Grund unserer Erläuterungen wohl keiner näheren Erklärung mehr bedarf.

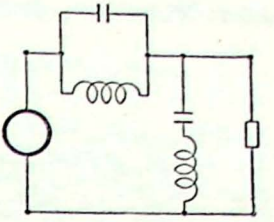


Abb. 42.
Einfache Schaltung
für einen Bandpaß

Die Wirkung der Anordnung läßt sich wie beim Hochpaß auch beim Tiefpaß durch Hintereinanderschalten von zwei oder mehreren „Gliedern" verbessern, wie das in Abb. 41 dargestellt ist. Ein eventuell am ersten Kondensator vorhandener Wechselspannungsrest wird durch das anschließende zweite Siebglied fast vollständig unterdrückt.

Nun noch kurz einige Worte zu den Bandpässen. Es gibt hierfür die verschiedenartigsten Schaltungen, aus denen wir lediglich die in Abb. 42 dargestellte Möglichkeit herausgreifen. Gegenüber Abb. 39 ist an Stelle der Spule ein Parallelschwingungskreis getreten, während der Kondensator der Abb. 39 durch einen Serienschwingungskreis ersetzt ist. Das Verhalten der Anordnung ist leicht zu verstehen. Beide Kreise sind so bemessen, daß sie dieselbe Resonanzfrequenz haben. Entspricht die Frequenz der Stromquelle diesem Wert, so findet sie in dem Parallelkreis einen außerordentlich hohen, in dem Serienkreis dagegen einen recht kleinen Widerstand vor. Infolgedessen geht der größte Teil der Stromquellenspannung am Parallelkreis verloren, und auf den Serienkreis entfällt wegen seines kleinen Widerstandes nur ein geringfügiger Spannungsrest. Die Anordnung der Abb. 42 ist daher imstande, eine ganz bestimmte Frequenz auszusperren. Das zugehörige Diagramm sehen wir in Abb. 43.

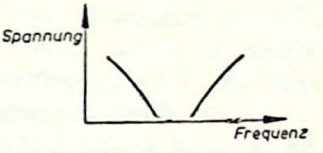


Abb. 43. Verlauf der Ausgangsspannung an einem Bandpaß in Abhängigkeit von der Frequenz

Siebketten kommen in Radioschaltungen in den verschiedensten Formen vor. Wir werden darüber später noch Näheres hören.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Kondensatoren sind Träger elektrischer Felder. Mit Hilfe einer Gleichspannung kann ihnen eine Ladung erteilt werden. Der Widerstand von Kondensatoren ist für Gleichspannung unendlich groß. Für Wechselspannungen bildet ein Kondensator einen bestimmten endlichen Widerstand, der um so kleiner ist, je größer die Kapazität des Kondensators und die Frequenz der Wechselspannung gemacht werden.

2. Man unterscheidet zwischen unveränderlichen und veränderlichen Kondensatoren.

3. Spulen sind Träger magnetischer Felder. Der Widerstand von Spulen ist für Gleichstrom Null. Bei Wechselstrom weisen Spulen einen bestimmten Widerstand auf, der um so größer ist, je höher man die Frequenz macht und je größer die Induktivität der Spule ist.

4. Man unterscheidet in der Praxis zwischen Spulen mit und ohne Eisenkern. Die Anwesenheit von Eisen erhöht die Induktivität der Spulen beträchtlich. Bei hohen Frequenzen kann man kein kompaktes Eisen verwenden, sondern muß von „Hochfrequenzeisen" oder Ferriten Gebrauch machen.

5. Die Induktivität einer Spule ist um so größer, je mehr Windungen sie hat und je mehr Eisen verwendet wird.

6. Transformatoren bestehen grundsätzlich aus zwei Spulen, die einander so nahe gegenüberstehen, daß sich ihre Magnetfelder gegenseitig beeinflussen können. Man kann mit Transformatoren Spannungen, Ströme und Widerstände beliebig herauf- oder heruntersetzen.

7. Das Verhältnis der Windungszahlen eines Transformators entspricht seinem Übersetzungsverhältnis.

8. Ohmsche Widerstände unterscheiden sich durch ihren Widerstandswert und ihre Belastbarkeit. Die Belastbarkeit hängt in erster Linie von der Konstruktion, der Oberfläche und den Kühlverhältnissen ab.

9. In Hochfrequenzschaltungen dürfen die Widerstände keine zusätzliche Induktivität haben.

10. Widerstände sind in Form von Festwiderständen und von Regelwiderständen gebräuchlich.

11. Ein Parallel-Schwingungskreis besteht aus der Parallelschaltung einer Spule und eines Kondensators.

12. Ein Serien-Schwingungskreis besteht aus der Reihenschaltung einer Spule und eines Kondensators.

13. Wird einem Parallel-Schwingungskreis ein bestimmtes Maß elektrischer Energie zugeführt, so pendelt diese Energie mit einer Geschwindigkeit, die der Hochfrequenz entspricht, im Stromkreis hin und her.

14. Der Schwingungskreis ist imstande, auf Grund des Hin- und Herpendelns der Energie eine Wechselspannung zu erzeugen. Die Frequenz der Wechselspannung entspricht der Resonanzfrequenz des Kreises.

15. Die Resonanzfrequenz ist um so größer, je kleiner Kapazität und Induktivität sind.

16. Resonanz herrscht immer dann, wenn die Wechselstromwiderstände des Kondensators und der Spule gleich groß sind.

17. Der Resonanzwiderstand eines Parallel-Schwingungskreises ist im Idealfall unendlich groß, der eines Serienkreises dagegen Null.

18. Ohmsche Verlustwiderstände in Schwingungskreisen bewirken, daß die Werte Unendlich bzw. Null nicht erreicht werden. Je größer die Ohmschen Verluste sind, um so niedriger und flacher werden die Resonanzkurven.

19. Bei den Siebketten unterscheidet man zwischen Hochpässen, Tiefpässen und Bandpässen.

20. Die Wirkung aller Siebketten beruht auf der Frequenzabhängigkeit der Wechselstromwiderstände von Spulen und Kondensatoren, die je nach den Anforderungen in bestimmten Schaltungen zusammengefügt sind.

Zweites Radio-Quiz

1. Ein Kondensator ist
   a) eine Stromquelle
   b) ein Speicher elektrischer Energie
   c) ein besonders hochwertiger Nichtleiter.
2. Ein Kondensator kann geladen werden durch
   a) eine Gleichspannung
   b) eine Wechselspannung
   c) eine elektrische Welle.
3. Der Widerstand eines Kondensators hängt ab
   a) von der Größe der Wechselspannung
   b) von der Frequenz der Wechselspannung
   c) von der Größe des Ladestroms.

4. Die Kapazität eines Kondensators ist
   a) ein elektrochemischer Vorgang
   b) ein Maß für das elektrische Fassungsvermögen
   c) der bewegliche Teil bei Drehkondensatoren.
5. Die Maßeinheit für die Kapazität eines Kondensators ist
   a) das Ampere
   b) das Henry
   c) das Farad.
6. Die Erzeugung magnetischer Felder erfolgt
   a) durch Spulen
   b) durch Kondensatoren
   c) durch Rundfunksender.
7. Um eine Induktionswirkung hervorzurufen, muß der in einer Spule fließende Strom
   a) möglichst groß sein
   b) sich schnell ändern
   c) recht lange in der Spule verweilen.
8. Der Selbstinduktionskoeffizient einer Spule hängt ab
   a) von der Frequenz
   b) von der angelegten Spannung
   c) von der Spulenkonstruktion.
9. Der Wechselstromwiderstand einer Spule
   a) steigt mit steigender Frequenz
   b) fällt mit steigender Spannung
   c) ist frequenzunabhängig.
10. Der Eisenkern in einer Spule soll
    a) die Induktivität erhöhen
    b) der Spule eine möglichst große mechanische Festigkeit verleihen
    c) die Belastbarkeit des Spulendrahtes vergrößern.
11. Ein Transformator ist
    a) eine neue amerikanische Radioschaltung
    b) ein Übertrager elektrischer Energie
    c) eine andere Bezeichnung für Rundfunksender.
12. Ein Transformator dient zur Vergrößerung oder Verkleinerung von
    a) Strömen, Spannungen oder Widerständen
    b) Leistungen
    c) Induktivitäten.
13. Massewiderstände haben
    a) eine besonders große Belastbarkeit

b) eine sehr große Genauigkeit
c) verschwindend wenig Eigeninduktivität.

14. Ein Schwingungskreis besteht aus
    a) einem Widerstand und einem Kondensator
    b) einer Antenne und einem Widerstand
    c) einem Kondensator und einer Spule.
15. Unter Resonanzfrequenz versteht man einen Frequenzwert, bei dem
    a) ein Kondensator überhaupt keinen Wechselstromwiderstand hat
    b) die Höchstbelastung einer Spule gerade erreicht wird
    c) die Wechselstromwiderstände von Spule und Kondensator gleich groß sind.
16. Unter Resonanzwiderstand versteht man
    a) den Widerstand eines Schwingungskreises bei Resonanz
    b) den in jeder Spule vorhandenen Verlustwiderstand
    c) den Widerstand, der sich durch Parallelschaltung eines beliebig großen Widerstandes mit einer Spule ergibt.
17. Der Resonanzwiderstand eines Serien-Schwingungskreises ist (bei verlustlosen Kreisen)
    a) unendlich groß
    b) Null
    c) durch die Größe von Kondensator und Spule gegeben.
18. Bei Resonanz ist der in einem Parallel-Schwingungskreis fließende Strom
    a) sehr groß
    b) sehr klein
    c) von der Kapazität des Kondensators abhängig.
19. Siebketten unterscheiden sich von den Schwingungskreisen
    a) durch ihre Schaltung
    b) durch die Größe der Spulen und Kondensatoren
    c) durch die Verluste der Spule.
20. Tiefpässe wendet man an, um
    a) hohe Frequenzen zu sperren
    b) bestimmte tiefe Frequenzen bevorzugt durchzulassen
    c) eine Verbindung für möglichst schwache Ströme zu schaffen.

3. Kapitel: Grundzüge des Radioempfangs

1. Das elektromagnetische Feld

Um das Wesen des Radioempfangs richtig zu verstehen, müssen wir zunächst die Ausführungen des ersten Kapitels ein wenig ergänzen.

Wir haben bisher nur von einer elektrischen Spannung gesprochen, die zwischen Antenne und Erde liegt und für die Abstrahlung elektrischer Energie verantwortlich ist. Diese Formulierung genügt jedoch nicht ganz. Wir brauchen nämlich nur zu überlegen, was elektrische Leistung ist. Schon aus dem täglichen Leben ist uns dieser Begriff bekannt, beispielsweise von Glühlampen und Haushaltgeräten, denen eine bestimmte „Wattzahl" — das Watt ist die Einheit der Leistung — aufgedruckt ist. Wir wissen nun, daß die elektrische Wohnungs- oder Haussicherung durchbrennen kann, wenn wir Geräte mit zu großer Leistung an die Leitung anschließen. Daraus entnehmen wir, daß für das Zustandekommen elektrischer Leistung nicht etwa nur die Spannung allein maßgebend ist, sondern auch der Strom, denn er ist es, der das Durchbrennen der Sicherung veranlaßt. Dieser Strom ist um so größer, je größer die Leistung ist. Anderseits ist der Strom aber nach dem Ohmschen Gesetz um so größer, je größer die Spannung gemacht wird. Beide Werte z u s a m m e n sind demnach für die Größe der Leistung verantwortlich, mit anderen Worten, die elektrische Leistung ist das Produkt aus Strom und Spannung. Wenn einer der beiden Faktoren fehlt, kann keine Leistung vorhanden sein.

Aus diesen Darlegungen können wir ohne weiteres entnehmen, daß nicht nur eine Spannung zwischen Antenne und Erde vorhanden sein muß, um elektrische Leistung abzustrahlen, sondern daß notgedrungen auch ein Strom in die Antenne fließen muß. Das ist auch tatsächlich der Fall. In der Umgebung einer stromdurchflossenen Antenne entstehen aber neben den elektrischen auch magnetische Kraftlinien. Alles, was wir über die Loslösung elektrischer Kraftlinien auf S. 23 hörten, können wir auch auf die Abstrahlung magne-

tischer Kraftlinien anwenden. Wir sehen also, daß eine energieabgebende Antenne sowohl elektrische als auch magnetische Felder abstrahlt, die sich im Raum unlösbar miteinander verketten und zusammen die ausgestrahlte Energie darstellen. Man spricht dann von einem „elektromagnetischen" Feld, das durch das Zusammenwirken von Strom und Spannung zustandekommt.

2. Aufnahme von Radiowellen

Wir wissen auf Grund der Ausführungen des ersten Kapitels nun genau, was wir unter einer Radiowelle zu verstehen haben. Es handelt sich um elektromagnetische Energie, die mit Lichtgeschwindigkeit den Raum durcheilt und so lange weiterläuft, bis sie von der Umgebung, beispielsweise dem Erdboden, den Häusermassen der Großstädte oder vom Wasser der Ozeane restlos verschluckt ist. Man darf sich nun nicht vorstellen, daß die vom Sender ausgestrahlte Energie einfach verschwindet; das läßt die Natur niemals zu. Energie kann immer nur von einer Form in die andere übergeführt werden; dabei kann es vorkommen, daß die neue Energieform unseren Sinnen oder unseren Meßgeräten nicht mehr zugänglich ist. Bei oberflächlicher Betrachtung hat man den Eindruck, daß sie verschwunden sei.

Wie liegen die Dinge in unserem Fall? Die elektromagnetische Energie dringt in den Erdboden oder in sonstige feste oder flüssige Körper ein und wird dort in Wärmeenergie verwandelt. Da die vom Sender ausgestrahlten Energiebeträge auf einen ungeheuer großen Raum verteilt sind, merken wir von der durch diese Absorption entstandenen Wärmeenergie nichts, denn die dadurch erzeugte Temperaturerhöhung ist unmeßbar klein. Auf jeden Fall ist die Energie für den Radioempfang — und darauf kommt es uns ja an — praktisch verloren. Diese Annahme können wir also unseren folgenden Betrachtungen ohne weiteres zugrundelegen.

Da die vom Sender ausgestrahlte Energie von einem sehr großen Raum aufgenommen wird und, wie erwähnt, auf ihrem Wege zum Empfänger eine recht erhebliche Absorption erleidet, müssen wir damit rechnen, daß uns bereits in einer Entfernung von nur wenigen Kilometern lediglich ein winziger Bruchteil der insgesamt ausgestrahlten Energie für Empfangszwecke zur Verfügung steht. Daraus geht hervor,

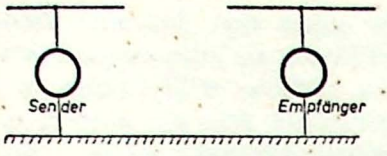


Abb. 44. Schematische Darstellung von Sender und Empfänger mit den zugehörigen Antennen

daß der Empfänger eine ausreichende „Empfindlichkeit" besitzen muß, um zur Wiedergabe der schwachen Radiowellen in der Lage zu sein. Wir können einen Radioempfänger mit dem menschlichen Ohr vergleichen. Auch Schallwellen, die von irgendeinem akustischen Sender, z. B. einem Musikinstrument, der menschlichen Stimme usw. erzeugt werden, erleiden während der Fortpflanzung ganz erhebliche Energieverluste. So kommt es, daß auf das menschliche Ohr manchmal nur noch Schalleistungen treffen, die wenige Milliontel eines Watt betragen. Die Natur hat hierauf Rücksicht genommen, indem sie unserem Hörorgan eine geradezu unwahrscheinlich große Empfindlichkeit verliehen hat. Wir sind in der Lage, Schalleistungen in der angegebenen Größenordnung gerade noch zu registrieren.

Beim Radioempfänger ist es ähnlich. Die von einem schwachen Sender am Empfangsort noch vorhandene elektromagnetische Energie ist sogar erheblich kleiner. Leistungen von dem millionten Teil eines milliontel Watt sind unter Umständen durchaus möglich! Es ist als ein Triumph moderner Ingenieurkunst zu bezeichnen, daß der Bau von Empfängern gelang, die dem menschlichen Ohr derart winzige Leistungen zugänglich machen können. Wir werden darüber später noch mehr hören. Vorerst wollen wir uns einmal mit den Vorgängen befassen, die sich bei der Aufnahme von Radiowellen abspielen.

Abb. 44 zeigt in schematischer Darstellung einen Sender und einen Empfänger mit den zugehörigen Antennen. Die Tatsache, daß man zum Empfang von Radiowellen ebenso eine Antenne braucht wie zur Abstrahlung, dürfte allgemein bekannt sein. Wie wirkt nun die Empfangsantenne?

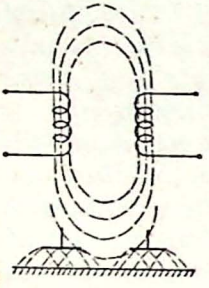


Abb. 45. Zur Wirkungsweise von Antenne und Erde

Um das zu übersehen, brauchen wir uns nur zu vergegenwärtigen, daß der Sender magnetische und elektrische Energie ausstrahlt. Eine Antenne ersetzt daher gleichzeitig zwei Organe, nämlich eine Spule und einen Kondensator. Wir können

deshalb die Antenne in zwei Schaltungen nach Abb. 45 zerlegen, aus denen die Wirkungsweise ganz besonders deutlich hervorgeht. Der Fachmann spricht in diesem Fall von einer sog. „Ersatzschaltung". Die Tatsache, daß magnetische Kraftlinien erzeugt werden, deuten wir durch die beiden Spulen an, von denen die eine zum Sender, die andere zum Empfänger gehört. Die Kraftlinien der Senderspule durchsetzen auch den „Spulenteil" der Empfangsantenne. Das uns bereits bekannte Induktionsgesetz besagt, daß ein magnetisches Wechselfeld — um ein solches handelt es sich — in einer Spule eine Spannung induziert. Damit ist ein wesentlicher Teil der Vorgänge, die sich beim Radioempfang abspielen, bereits erläutert. Es bleibt nur noch das elektrische Feld zu erklären.

Die untere Darstellung der Abb. 45 zeigt uns den zweiten Bestandteil der gedanklich zerlegten Antenne in Form zweier Kondensatoren, denen die eine Platte — das ist die Erde — gemeinsam ist. Die vom Kondensator der Sendeantenne ausgehenden Kraftlinien treffen den Ersatzkondensator der Empfangsantenne und erzeugen in diesem ein elektrisches Feld, das seinerseits zum Auftreten einer Wechselspannung zwischen den Platten führt. Wir sprechen in diesem Fall von elektrischer Induktion und meinen damit das Gegenstück zur magnetischen Induktion, die man schlechthin als Induktion bezeichnet, weil sie in der Elektrotechnik die weitaus größte Rolle spielt.

In der Empfangsantenne, die sich aus einem Kondensator und einer Spule zusammensetzt, werden also g l e i c h z e i t i g Spannungen erzeugt, die sowohl vom magnetischen als auch vom elektrischen Anteil des elektromagnetischen Kraftfeldes herrühren. Ganz so einfach, wie gerade beschrieben, spielt sich die Aufnahme der elektromagnetischen Energie allerdings nicht ab. Das ist für das grundsätzliche Verständnis jedoch gar nicht wichtig. Für uns ist vor allen Dingen maßgebend, daß wir dem Vorhandensein eines elektromagnetischen Feldes das Auftreten elektrischer Spannungen zwischen Empfangsantenne und Erde verdanken, die wir nunmehr dem Eingang unseres Radioempfängers zuführen können.

Nun ein paar Worte über die Größe der zwischen Empfangsantenne und Erde auftretenden Spannungen. Wenn wir die Stärke des elektromagnetischen Feldes als gegeben ansehen, so hängt die Größe der Antennenspannungen vor allem

von der Höhe der Antenne über dem Erdboden ab. Die Vorgänge bei der Aufnahme von Radiowellen können nämlich weitgehend mit den Vorgängen bei der Abstrahlung verglichen werden. Eine Sendeantenne strahlt bekanntlich um so besser, je höher sie aufgehängt ist, und eine Empfangsantenne liefert eine um so größere Antennenspannung, je größer der Abstand zwischen Antenne und Erdboden gemacht wird. Diese Tatsache ist in der Praxis wichtig, wenn man mit möglichst einfachen Mitteln eine große Antennenspannung erzielen will. Die Stärke des Antennendrahtes, dessen eventuelle Isolierung usw. spielen praktisch überhaupt keine Rolle. Das sei nebenbei erwähnt, weil man immer wieder hören kann, daß diese oder jene „Leiterform", seien es nun Bänder, Spiralen oder sonstige Gebilde, einen besonders guten Empfang liefern.

Mit welchen Antennenspannungen kann man bei möglichst frei und hoch gebauten Luftleitern rechnen? Befindet sich die Antenne in nur wenigen Kilometern Entfernung von einem sehr starken Rundfunksender, so treten Spannungen von mehreren Volt zwischen Empfangsantenne und Erde auf. Nähert man sich dem Sender so weit, daß zwischen diesem und dem Empfänger nur noch ein Abstand von einigen hundert Metern verbleibt, so steigt die Spannung ganz gewaltig an. Es hat findige Leute gegeben, die sich diese Erscheinung zunutze machten. Wenn nämlich die Spannungen zwischen Antenne und Erde etwa 100 Volt erreichen, so kann man ohne weiteres eine Glühlampe damit speisen. Auf diese Weise gelangt man zu einer kostenlosen Beleuchtung. Die Nachahmung ist jedoch nicht empfehlenswert, weil diese Maßnahmen von den Behörden als Stromdiebstahl ausgelegt und dementsprechend bestraft werden.

Die Mehrzahl aller Rundfunkteilnehmer wohnt in Gebieten, in denen die Antennenspannung den Betrag von etwa 1 Volt keineswegs mehr erreicht. Bei Ortssendern kann man mit Spannungen rechnen, die etwa zwischen einem und hundert Millivolt liegen. Die Verarbeitung solcher Spannungen für Empfangszwecke kann bereits mit den einfachsten Geräten vorgenommen werden. Die „Nahzone", innerhalb der solche Antennenspannungen erwartet werden können, umfaßt bei starken Rundfunksendern einen Radius von 10 bis 20 km. Noch bis zu einer Entfernung von 100 km liegen die Antennenspannungen bei etwa 1 Millivolt. Das ist ein Wert,

der ebenfalls noch zum Betrieb verhältnismäßig einfacher Rundfunkempfänger ausreicht.

Werden die Entfernungen zwischen Sender und Empfänger größer, so kommt man in die „Fernzone". An der Empfangsantenne treten dann Spannungen auf, die etwa zwischen fünf und mehreren hundert Mikrovolt liegen können. Der zuerst genannte Betrag ist so ziemlich die unterste Grenze derjenigen Spannung, die von unseren Empfängern noch gut verarbeitet werden kann. An sich könnte man zwar Empfänger bauen, die auch noch auf kleinere Spannungen ansprechen. Es macht sich aber schon frühzeitig eine andere Grenze bemerkbar, die erst in späteren Kapiteln dieses Buches erörtert werden soll.

Die an der Empfangsantenne auftretende Spannung ist ein Maß für die Lautstärke, mit der die Sendung am Empfangsort mit einem Empfänger bestimmter Eigenschaften aufgenommen werden kann. Solange wir mit einer gleichmäßigen Stärke der Radiowellen rechnen können, wird auch der Empfang keinen Schwankungen unterworfen sein. In der Nahzone, die bis etwa 100 km reicht, können wir damit meistens rechnen. Anders steht es jedoch in der Fernzone. Die dort auftretenden Schwankungen des elektromagnetischen Feldes — wir wollen in Zukunft einfach von Feldstärken sprechen — können dann recht beträchtlich sein. Die Gründe hierfür sind für den Radiohörer ebenso wichtig wie interessant, so daß wir uns darüber im nächsten Abschnitt etwas ausführlicher unterhalten wollen.

3. Hohe und tiefe Frequenzen

Um die im vorigen Abschnitt erwähnten Lautstärkeschwankungen in der Fernzone richtig zu verstehen, müssen wir uns darüber klar sein, daß die Ausbreitung von Radiowellen außerordentlich stark von ihrer Frequenz abhängt. Es ist vorteilhaft, wenn wir uns zunächst einmal einen Überblick über das große Gebiet der elektrischen Schwingungen verschaffen, das den ungeheuren Bereich von etwa 30 Hertz bis drei Quadrillionen Hertz umfaßt. In Abb. 46 sind die Frequenzbereiche und ihre praktische Bedeutung zusammengestellt.

Wir beginnen mit den kleinsten Schwingungszahlen. Der Bereich bis etwa 50 Hertz entspricht den uns allen bekannten technischen Wechselströmen, wie wir sie in unseren Licht-

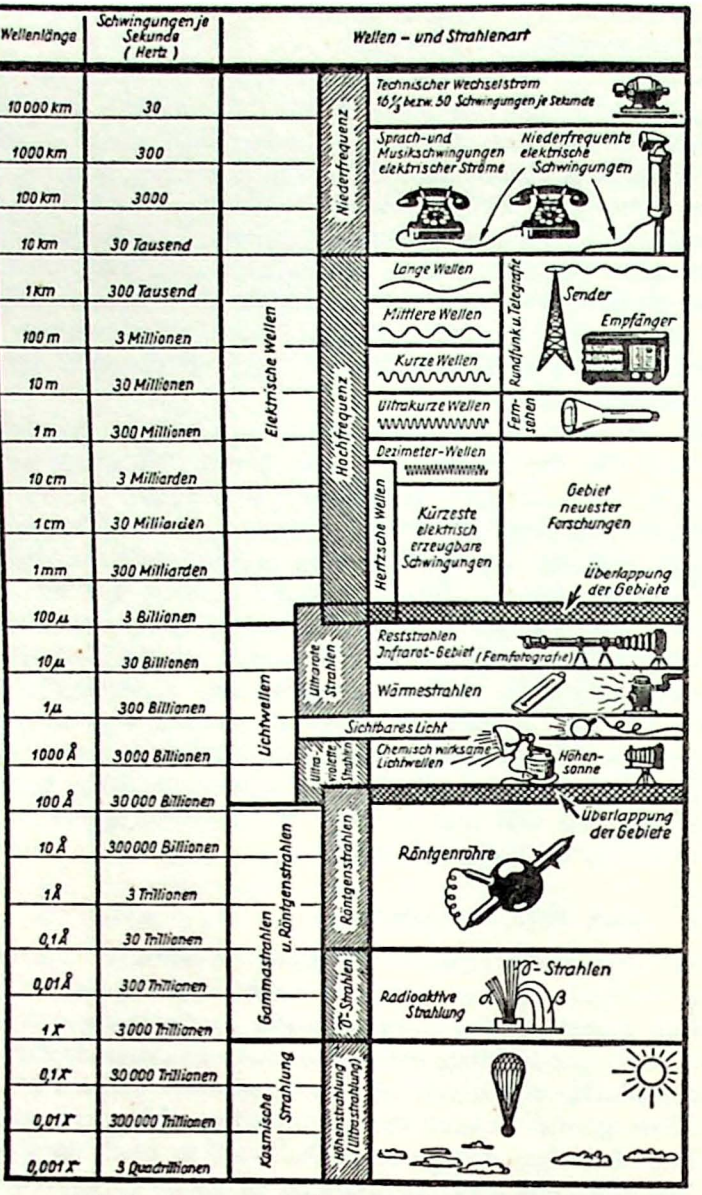


Abb. 46. Zusammenstellung der Frequenzbereiche und ihrer praktischen Bedeutung. (Aus Büscher „Strahlen- und Strahlenwunder", Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.)

und Kraftnetzen finden. Der Bereich von 50 bis etwa 20 000 Hertz wird Tonfrequenzgebiet genannt. Die hierher gehörenden Schwingungen haben eine Frequenz, auf die unser Ohr

gut anspricht. Sprache, Musik, Geräusche, Klang usw. liegen in diesem Frequenzbereich und erscheinen unserem Ohr als Töne, die um so höher sind, je größer die Frequenz ist. Natürlich können wir rein elektrische Schwingungen auch dann nicht wahrnehmen, wenn sie im Tonfrequenzgebiet liegen, denn für Elektrizität besitzen wir kein Organ. Man braucht jedoch nur die elektrischen Schwingungen in Schallwellen zu verwandeln, was z. B. mit dem schon auf Seite 28 erwähnten Telefon möglich ist.

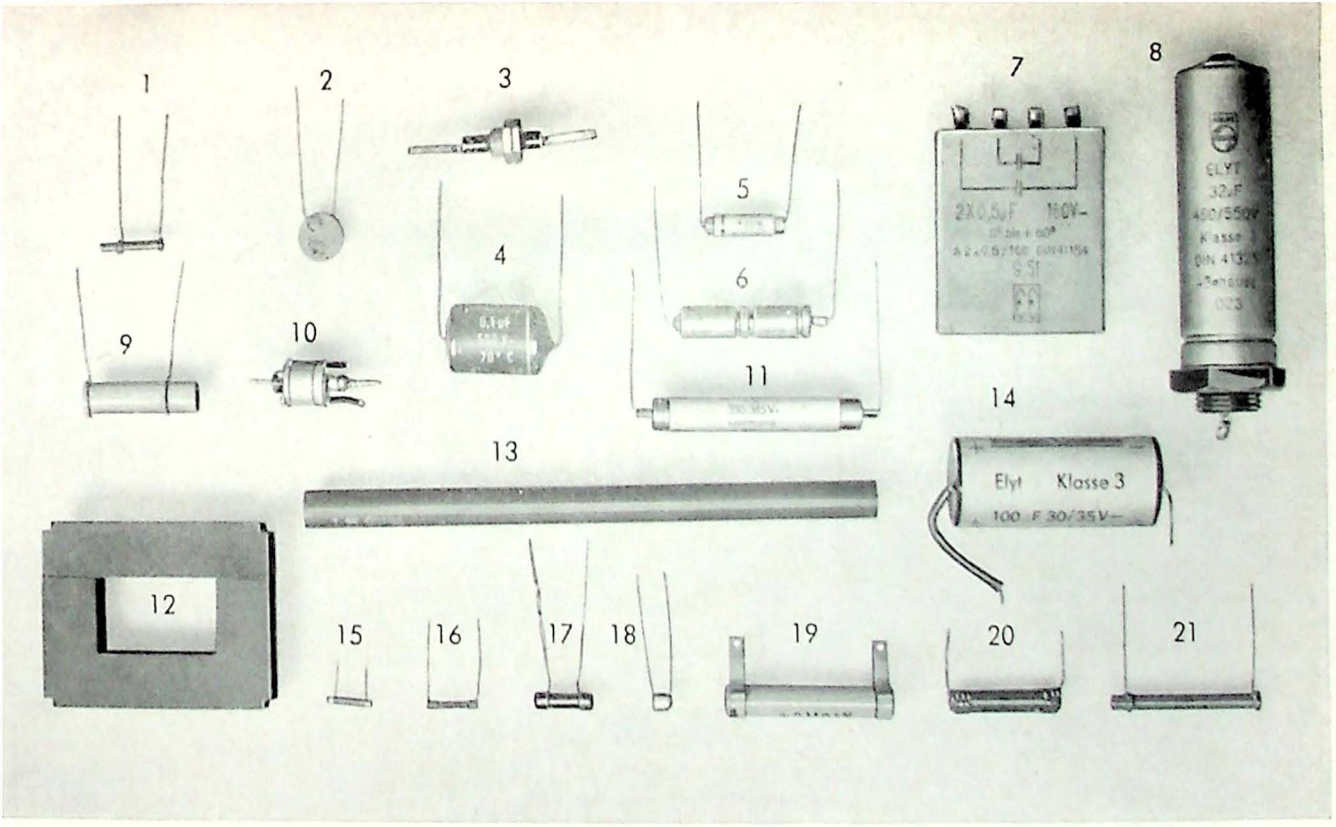
Steigern wir die Frequenz über 20 000 Hertz, so kann unser Ohr den Schwingungen nicht mehr folgen. Es gibt zwar Schallwellen, die eine Frequenz von mehreren 100 000 Hertz besitzen. Dieser sog. Ultraschall ist aber unseren Sinnen nicht mehr zugänglich, es sei denn, die Energie der Schwingung ist sehr groß. Dann zeigen sich nämlich mechanische Wirkungen, die wir in Form von Stoffveränderungen usw. wahrnehmen können.

Wir bleiben bei den elektrischen Schwingungen. Überschreiten sie den Wert von etwa 20 Kilohertz, so ist ihre Schwingungsdauer kurz genug, um für die drahtlose Ausstrahlung in Betracht zu kommen. Eine Frequenz von 30 Kilohertz, die einer Wellenlänge von 10 km entspricht, ist allerdings noch reichlich klein. Im allgemeinen beginnt man mit der praktischen Verwertung erst bei etwa 100 Kilohertz und bezeichnet diesen Wert als das äußerste Ende des sog. Langwellenbandes. Die Langwellen reichen ungefähr von 100 bis 400 Kilohertz, was einer Wellenlänge von 3000 bis 750 m entspricht. Auf diesen Frequenzen arbeiten die allen Rundfunkhörern bekannten Langwellensender, z. B. der Deutschlandsender, der Sender Luxemburg usw. Der Bereich von 400 bis 500 Kilohertz ist im allgemeinen Spezialzwecken vorbehalten und kommt nur für sehr schwache amtliche Sender in Frage, z. B. für Schiffssender, Polizeisender usw. Dagegen ist der verhältnismäßig kleine Ausschnitt von 500 bis 1600 Kilohertz mit Rundfunksendern so dicht besetzt, daß wir heute für neue Stationen nicht nur überhaupt keinen Platz mehr haben, sondern die schon vorhandenen Rundfunksender nur mit den allergrößten Schwierigkeiten unterbringen können. Diese unangenehme Situation war bereits oft Gegenstand internationaler Besprechungen, sog. Wellenkonferenzen, bei denen jedes Land versuchte, seine besonderen Rundfunkwünsche auf die der anderen Länder

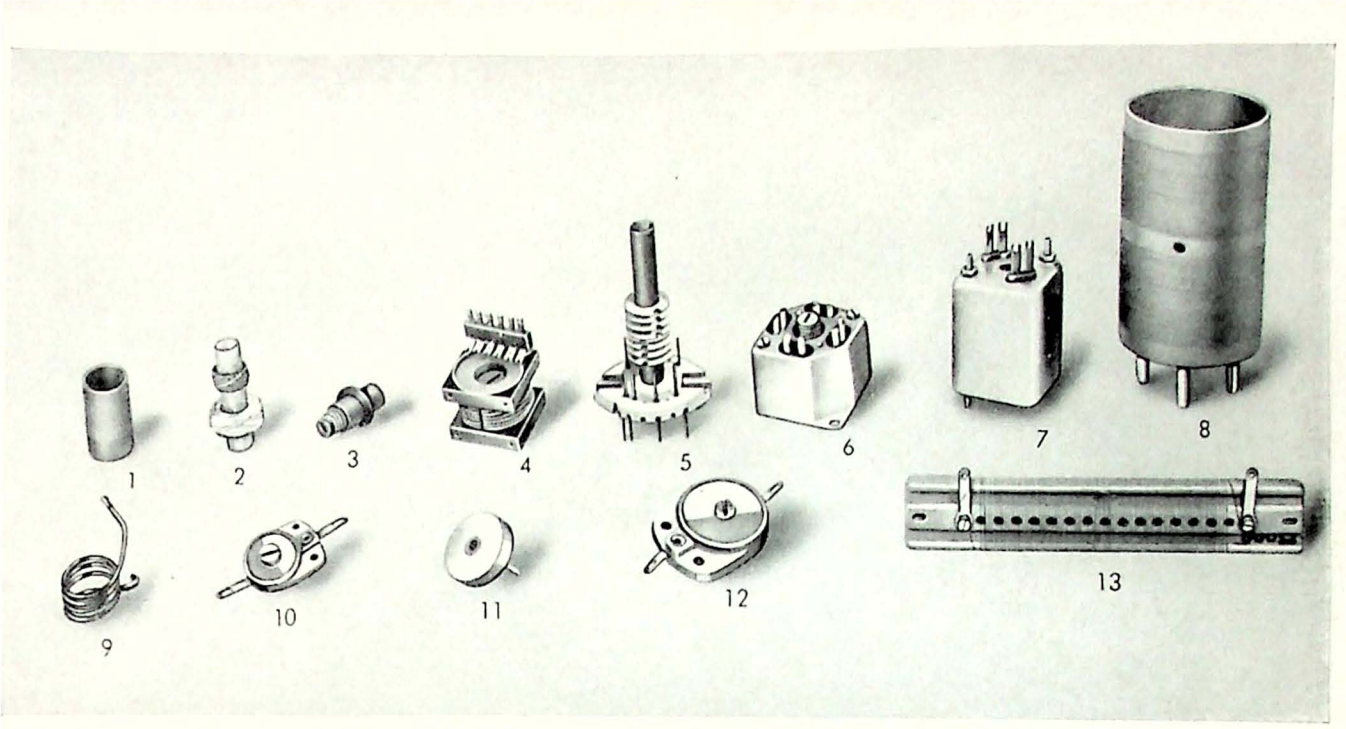
abzustimmen. Das Ergebnis war bei keiner dieser Konferenzen befriedigend, zumal das Recht des Stärkeren oft gegenüber sachlichen Erwägungen den Vorrang hatte. Die letzte Wellenkonferenz, die in Kopenhagen stattfand, bietet ein typisches Beispiel hierfür.

Der Bereich zwischen 1500 Kilohertz und 3 Megahertz liegt zwischen den eben besprochenen Mittelwellen und den sog. Kurzwellen. Er dient fast ausschließlich kommerziellen Zwecken und ist für den Rundfunkhörer weniger interessant. Dagegen verdient der Kurzwellenbereich, der sich auf das Frequenzgebiet von etwa 3 Megahertz bis 30 Megahertz erstreckt, das größte Interesse. Wir werden später sehen, daß die hierher gehörenden elektrischen Schwingungen ganz merkwürdigen Ausbreitungsgesetzen folgen, die das Überbrücken außerordentlich großer Entfernungen gestatten. Transozeanempfang zu jeder Tages- und Nachtzeit ist heute auf Kurzwellen etwas ganz Alltägliches, und die erforderlichen Sendeleistungen sind sehr gering. So kommt es, daß dieses Frequenzgebiet das besondere Interesse einer bestimmten Gruppe von Liebhabern, den sog. Kurzwellenamateuren, gefunden hat. Sie bauen ihre Sender mit dem geringsten Aufwand selbst und erzielen damit ganz erstaunliche Reichweiten. Die moderne Technik hat dem Idealismus der Kurzwellenamateure viele wertvolle Erkenntnisse zu verdanken, und es ist interessant, daß man erst durch sie auf die praktische Brauchbarkeit der Kurzwellen für Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübertragung aufmerksam wurde.

Wir gehen in der Frequenzskala weiter. Das Gebiet zwischen 20 und 300 Megahertz — entsprechend einer Wellenlänge von 10 bis 1 m — heißt Ultrakurzwellenband. Es hatte lange Zeit hindurch nur theoretisches Interesse, wurde jedoch in den letzten Jahren vor dem zweiten Weltkrieg und während des Krieges sehr intensiv erforscht und bearbeitet. Heute sind die Ultrakurzwellen nicht nur für Zwecke der drahtlosen Nachrichtenübermittlung, sondern auch für die Kriegsführung, für das Fernsehen und für viele Sonderfälle von größter Bedeutung geworden. Außerdem hat man zuerst in den USA, später auch bei uns und in verschiedenen anderen Ländern Europas den Ultrakurzwellenrundfunk eingeführt, um den immer größeren Empfangsschwierigkeiten im Mittelwellenbereich aus dem Weg zu gehen (s. S. 79). Alles Nähere hierüber ist in dem Buch „UKW-FM" (Franckh-Verlag) zu finden.



Verschiedene Radioteile. Es bedeutet: 1. Keramischer Kleinst-Röhrchenkondensator — 2. Keramischer Scheibenkondensator großer Kapazität — 3. Durchführungskondensator — 4. Blockkondensator in Vergußmasse — 5. Rollkondensator mit geringen Verlusten — 6. Miniatur-Elektrolytkondensator 0,5 Mikrofarad — 7. Becherkondensator 2 × 0,5 Mikrofarad — 8. Elektrolytkondensator für hohe Spannungen, Normalform — 9. Keramischer Rohrkondensator hoher Güte — 10. Abgleichtrimmer, Luftisolation — 11. Miniatur-Elektrolytkondensator 4 Mikrofarad — 12. U-Kern aus Ferrit — 13. Ferritstab für Ferritantenne — 14. Elektrolytkondensator großer Kapazität, kleine Spannung, Normalform — 15. Kleinstwiderstand $1/10$ Watt — 16. Kleinstwiderstand — 17. Widerstand $1/4$ Watt — 18. Keramischer Hütchen-Kondensator — 19. Festwiderstand 2 Watt — 20. Festwiderstand 1 Watt — 21. Keramischer Rohrkondensator



1. Kleine Zylinderspule — 2. Wabenspulen (Kreuzwicklung) — 3. Eisenkern mit Spulenträger — 4. Eisenkernspule komplett — 5. Spulenhalterung mit Trägerkörper — 6. Komplette Eisenkernspule — 7. wie 6., andere Ausführung — 8. Große Zylinderspule — 9. UKW-Spule — 10. Keramischer Trimmer — 11. Keramischer Festkondensator — 12. Großer keramischer Trimmer — 13. Festwiderstand großer Belastbarkeit

Das Gebiet von 300 bis 3000 Megahertz — entsprechend einer Wellenlänge von 1 bis 0,1 m — heißt Dezimeterwellenbereich. Auch dieses Gebiet hat bereits große praktische Bedeutung erlangt, vor allem in der Fernsehtechnik und der drahtlosen Navigation. Das Zentimeterwellengebiet, das von 10 bis 1 cm Wellenlänge reicht, hat ebenfalls weitgehende praktische Anwendung gefunden. Leider war es wiederum der Krieg, der zu einer besonders lebhaften Entwicklung der Theorie und Technik der Zentimeterwellen Anlaß gab. Wir verfügen heute über Röhren und Sendeeinrichtungen, die uns die Zentimeterwellen nicht nur für Zwecke der Nachrichtenübertragung, sondern auch für viele Spezialfälle erschließen.

Das Gebiet der Millimeterwellen von 10 mm bis 1 mm ist heute noch fast ausschließlich Gegenstand technisch-wissenschaftlicher Forschung. Eine praktische Bedeutung haben die Millimeterwellen vorerst nicht. Es ist jedoch anzunehmen, daß sich das innerhalb der nächsten 5 bis 10 Jahre entscheidend ändern wird.

Einer Wellenlänge von 1 mm entspricht bereits eine Frequenz von 300 Milliarden Hertz. Steigern wir die Frequenz noch weiter, so machen wir plötzlich die Beobachtung, daß die elektrischen Schwingungen unseren Sinnesorganen in Form von Wärme- und Lichtstrahlen zugänglich werden. Der Übergang vollzieht sich natürlich ganz allmählich. Bei einer Frequenz von etwa 300 Billionen Hertz wird ein Sender gewissermaßen zu einem Wärmespender, und bei weiterer Steigerung der Frequenz zu einer Lichtquelle, denn Lichtstrahlen sind nichts anderes als elektrische Schwingungen außerordentlich hoher Frequenz, die etwa zwischen 300 Billionen und 3000 Billionen Hertz liegen. Für uns äußert sich die Steigerung der Frequenz in der Weise, daß wir verschiedene Farben wahrnehmen, die eine ganze Skala von dunkelrot bis violett, das bekannte Lichtspektrum, durchlaufen. Zur roten Farbe gehören die tiefsten, zur violetten Farbe dagegen die höchsten sichtbaren Lichtfrequenzen.

Wenn wir die Frequenz weiter steigern, so kann das Auge den Schwingungen nicht mehr folgen, d. h. die Strahlung wird wieder unsichtbar. Dagegen wirkt sie jetzt auf die photographische Platte und auf Substanzen, die unter der Einwirkung dieser Strahlen sichtbares Licht aussenden. Es handelt sich um die ultravioletten Strahlen, die insbesondere in der Heilkunde, aber auch in der Technik eine bedeutende Rolle spielen.

Eine noch weitere Frequenzerhöhung führt zu ganz neuen Strahlengruppen, die wir kurz erwähnen wollen. Es handelt sich um die Röntgenstrahlen, die Strahlen radioaktiver Substanzen und schließlich um die sog. kosmische Höhenstrahlung, die mit zunehmender Entfernung von der Erde immer intensiver wird. Die große technische und medizinische Bedeutung der Röntgen- und Atomstrahlen brauchen wir wohl nicht weiter zu betonen, denn die Kenntnis dieser Dinge ist heute Allgemeingut des Volkes geworden. Insbesondere das Interesse an radioaktiven Substanzen ist nach der unseligen Erfindung der Atombombe in breitesten Kreisen erwacht. Wir verweisen auf das vom gleichen Verfasser im gleichen Verlag erschienene Werk „Atomstrahlen/Geigerzähler", in dem alles Nähere hierüber enthalten ist.

Die kosmischen Höhenstrahlen, die wohl die höchste uns heute bekannte Frequenz besitzen, stammen unzweifelhaft von fremden Welten und Gestirnen. Die nächsten Jahre und Jahrzehnte werden auch auf diesem Gebiet neue und sicherlich sehr überraschende Erkenntnisse bringen.

Der vorstehende kurze Überblick sollte lediglich die riesenhafte Ausdehnung des Frequenzbandes aller elektrischen Schwingungen, angefangen vom technischen Wechselstrom bis zu den kosmischen Höhenstrahlen, zeigen. Wir sehen, daß der uns interessierende Frequenzbereich nur einen ganz winzigen Ausschnitt aus der großen Skala des gesamten Frequenzbandes darstellt. In den folgenden Ausführungen wollen wir uns lediglich mit dem Verhalten der eigentlichen Radiofrequenzen befassen, die zwischen 3000 Megahertz und 100 Kilohertz, entsprechend einer Wellenlänge von 0,1 m und 3000 m, liegen.

4. Verhalten von Radiowellen verschiedener Frequenz

Wir beginnen unsere Besprechung mit den langen Wellen von etwa 3000 bis 600 m. Grundsätzlich müssen wir zwischen der „Bodenwelle" und der „Raumwelle" unterscheiden. Ein Sender strahlt nämlich die elektromagnetische Energie so ab, daß sich ein Teil längs des Erdbodens, ein anderer Teil jedoch vorzugsweise geradlinig im Raum ausbreitet. Der erste Teil heißt Bodenwelle, der zweite Raumwelle. Bei den Langwellen erleidet nun die Bodenwelle längs der Erdoberfläche nur geringe Verluste und trägt daher vor allem zu der am Emp-

fangsort herrschenden Feldstärke bei. Der Einfluß der Bodendämpfung ist, unabhängig von der Tages- und Jahreszeit, praktisch immer gleich groß. So kommt es, daß wir die Langwellensender tags und nachts in großer Gleichmäßigkeit selbst dann aufnehmen können, wenn der Sender viele hundert Kilometer vom Empfangsort entfernt ist.

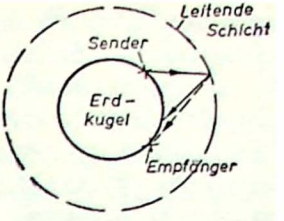


Abb. 47.
Verlauf der Raumwelle in Abhängigkeit von der Ionosphäre (übertrieben dargestellt)

Bei den Mittelwellen zwischen 500 und 1500 Kilohertz, entsprechend einer Wellenlänge von 600 bis 200 m, liegen die Verhältnisse bereits wesentlich anders. Die Bodenwelle erleidet auf ihrem Weg längs der Erdoberfläche nicht unbeträchtliche Verluste, was dazu führt, daß ihre Intensität schon in einer verhältnismäßig kurzen Entfernung vom Sender auf sehr kleine Werte abgesunken ist. Es bleibt also lediglich die Raumwelle übrig, die nur wenig Verluste erleidet, weil die Atmosphäre nicht viel elektromagnetische Energie zu absorbieren vermag. Könnte die Raumwelle ohne weiteres über die Atmosphäre und die höheren Luftschichten in den Weltenraum abgestrahlt werden, so wäre ein Fernempfang von Rundfunksendern, wie er heute zur Alltäglichkeit geworden ist, überhaupt nicht möglich. Glücklicherweise kommt uns die Natur zu Hilfe, die in einer bestimmten Höhe über der Erde eine Art elektrischen Spiegel gelegt hat, der nicht nur die Abstrahlung der Energie in den Weltenraum verhindert, sondern darüber hinaus als Reflektor wirkt. Dieser Spiegel ist für menschliche Augen natürlich unsichtbar. Er findet sich in der sog. Ionosphäre, die über der Atmosphäre und Troposphäre in einer Entfernung von 100 bis 500 km schalenförmig die Erdkugel umgibt. Wir müssen uns die Ionosphäre, die man nach ihren Entdeckern auch Kennelly-Heaviside-Schicht nennt, als eine elektrisch leitende Schicht vorstellen, die vor allen Dingen durch die Anwesenheit zahlreicher positiv geladener Teilchen, der sog. Ionen, gekennzeichnet ist. Abb. 47 zeigt das in schematischer Form. Wir sehen die Erdkugel, um die herum die Ionosphäre als gestrichelte Kreislinie angedeutet ist. In Wirklichkeit handelt es sich natürlich keineswegs um eine eng begrenzte und gleichmäßig dicke Schale von gleichbleibender Beschaffenheit, sondern man unterscheidet in nur sehr verwaschenen Übergängen verschiedene Schich-

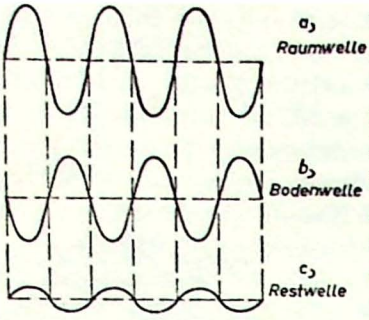


Abb. 48. Zum Verständnis der Schwunderscheinungen

ten, deren Höhe außerordentlich stark schwanken kann. Die Eigenschaften der Ionosphäre hängen nämlich in hohem Maße von der Intensität der Sonnenstrahlung, mitunter auch von Strahlungen anderer Himmelskörper, ab. Ionen werden vorzugsweise gebildet, wenn starke und äußerst kurzwellige Strahlungen, wie sie z. B. von der Sonne ausgehen, vorhanden sind. Es ist deshalb nur natürlich, daß die Anzahl der Ionen oder die sog. Ionisierung unmittelbar mit dem jeweiligen Stand der Sonne verbunden ist. So kommt es, daß die Wirkung der Ionosphäre sehr von der jeweiligen Tageszeit abhängt. Tagsüber ist die Sonnenbestrahlung und damit die Ionisierung sehr groß. Die Ionosphäre besitzt dann eine starke elektrische Leitfähigkeit, was durch eine dementsprechend große Reflexionsfähigkeit unter einem sehr spitzen Winkel zum Ausdruck kommt. Nachts dagegen fehlt die Sonnenbestrahlung. Dann wird nicht nur die Reflexionsfähigkeit schlechter, sondern der Reflexionswinkel vergrößert sich beträchtlich.

Abb. 47 zeigt nun die Auswirkung dieser Vorgänge auf den praktischen Radioempfang. Tagsüber möge die Raumwelle so verlaufen, wie es die dick gezeichnete Linie angibt. Der Reflexionswinkel ist ziemlich klein, und die elektromagnetische Energie gelangt schon nach einer relativ kurzen Entfernung vom Sender zum Erdboden zurück. Infolgedessen liegt der Empfänger außerhalb des Strahles, kann also nur von der Bodenwelle erreicht werden, die jedoch — unseren früheren Ausführungen entsprechend — für einen befriedigenden Fernempfang nicht mehr ausreicht. Nachts dagegen vergrößert sich der Reflexionswinkel, so daß die Raumwelle der gestrichelten Linie folgt und somit den Empfänger erreichen kann. Wir hörten bereits, daß die Raumwelle praktisch keine Absorption erleidet. Sie trifft infolgedessen trotz der großen Entfernung mit erheblicher Stärke am Empfangsort ein. Daraus erklärt sich in einfacher Weise, daß weit entfernte Rundfunksender nachts und abends, d. h. nach Eintritt der Dunkelheit, oft mit ganz erstaunlichen Lautstärken empfangen werden können.

Ganz unbeteiligt ist die Bodenwelle auch in größeren Entfernungen vom Sender nicht. Wir haben daher insbesondere während der Übergangszeit, d. h. in der Dämmerung, u. U. sowohl mit dem Auftreten der Bodenwelle als auch der Raumwelle zu rechnen. Das führt zu recht sonderbaren Erscheinungen, die jedem Rundfunkhörer zu seinem Leidwesen als Empfangsschwund oder Fading bekannt sind. Um das Auftreten dieser Schwunderscheinungen richtig zu verstehen, betrachten wir Abb. 48. Dort sind die Schwingung der Raumwelle in Fig. a und die Schwingung der Bodenwelle in Fig. b schematisch dargestellt. Es kann nun vorkommen, daß die beiden Wellen eine bestimmte zeitliche Verschiebung gegeneinander besitzen, was beim Betrachten der Abb. 47 ohne weiteres verständlich wird. Die Bodenwelle, die längs der Erdoberfläche fortschreitet, hat offenbar eine wesentlich kleinere Strecke zurückzulegen als die Raumwelle, die den Umweg über die Ionosphäre machen muß. So kommt es, daß am Empfangsort die Raumwelle z. B. ein positives Vorzeichen hat, während die Bodenwelle gerade negativ sein kann. In Abb. 48 ist dieser Fall dargestellt. Wir haben ferner angenommen, daß die Amplitude der Bodenwelle ein wenig kleiner ist als die der Raumwelle. Nun ziehen sich bekanntlich negative Werte von positiven ab, und es verbleibt ein Rest, der kleiner als die kleinste ursprünglich vorhandene Welle ist. Das zeigt die Fig. c der Abb. 48. Die dort dargestellte Restwelle ist am Empfänger wirksam und damit für die Lautstärke der betreffenden Radiosendung verantwortlich. Liegen die Verhältnisse so ungünstig wie in Abb. 48, so wird der Empfang sehr leise und wir haben den gefürchteten Empfangsschwund.

Wenn man bedenkt, daß sich die Ionisierung der leitenden Schicht aus naturgesetzlichen Gründen sehr schnell ändern kann und daß vor allem die Höhe der reflektierenden Schicht fast ununterbrochen schwankt, so wird man verstehen, daß die Abb. 48 gewissermaßen nur eine Momentaufnahme des sich unablässig ändernden elektrischen Geschehens darstellt. Einen Zeitaugenblick später kann nämlich z. B. die Raumwelle erheblich größer, die Bodenwelle dagegen etwas kleiner geworden sein, so daß die Amplitude der Restwelle steigt. Die Lautstärke nimmt dann zu, und man muß den Lautstärkeregler des Empfängers zurückdrehen, wenn man ein Gerät ohne den später zu besprechenden Schwundregler besitzt. Es kann auch vorkommen, daß sich die zeitliche Verschiebung

zwischen den beiden Wellen ändert, so daß die positiven Amplituden der Raumwelle nicht mehr genau mit den negativen Amplituden der Bodenwelle zusammenfallen. Auch das bedeutet natürlich eine entsprechende Vergrößerung der Restwelle. Umgekehrt kann es sein, daß beide Wellen genau gleich groß sind und sich daher vollkommen aufheben. Der Sender ist dann überhaupt nicht mehr zu hören. Dieser Zustand tritt jedoch sehr selten und dann nur meist für Bruchteile von Sekunden auf. Selbstverständlich kann auch der Fall eintreten, daß die positiven und die negativen Amplituden beider Wellen genau zusammenwirken. Dann ergibt sich als „Restwelle" eine Schwingung, die der doppelten Amplitude beider Wellen entspricht. Die Lautstärke ist in diesem Fall natürlich sehr groß.

Schwunderscheinungen sind nicht nur an das gleichzeitige Auftreten von Raum- und Bodenwelle gebunden, sondern können auch auftreten, wenn nur die Raumwelle vorhanden ist. Das wird verständlich, wenn man sich die starken Schwankungen der Ionosphäre ins Gedächtnis zurückruft.

Wir haben nun das Verhalten der Langwellen und Mittelwellen kennengelernt und wissen über das Zustandekommen der von jedem Rundfunkhörer gefürchteten Schwunderscheinungen Bescheid. Wir gehen daher jetzt zu den Kurzwellen über.

Die Bodenwelle der kurzen Wellen wird von der Erdoberfläche noch wesentlich stärker absorbiert als die der Mittelwellen. Sie kommt daher für die Übertragung praktisch nicht in Betracht. Selbst starke Sender sind nicht in der Lage, über größere Entfernungen als etwa 50 km am Empfangsort eine brauchbare Bodenwellen-Feldstärke zu erzeugen. Wir sind daher lediglich auf die Raumwelle angewiesen, die von der Ionosphäre ganz besonders stark und praktisch ohne Verluste reflektiert wird. Dieser Tatsache ist es zu verdanken, daß wir mit außerordentlich kleinen Sendeleistungen riesige Entfernungen überbrücken können. Ein kleines Beispiel: Man kann mit einer normalen Rundfunk-Endröhre als Senderöhre ohne weiteres eine Strecke von New York bis München überbrücken, wenn man eine geeignete Kurzwelle zur Übertragung wählt.

Es ist selbstverständlich, daß die Tages- und auch die Jahreszeit für die Ausbreitung kurzer Wellen von entscheidender Bedeutung ist, denn wir sind lediglich auf die Raum-

welle und damit auf die Eigenschaften der Ionosphäre angewiesen. Zur Überbrückung großer Entfernungen wählt man daher für bestimmte Tages- und Jahreszeiten ganz bestimmte Frequenzen. Das hat dazu geführt, daß man zwischen Tag- und Nachtwellen unterscheidet. Jahrzehntelange Versuche und Erfahrungen waren nötig, um die besten Werte festzulegen; heute kann man mit großer Sicherheit jede gewünschte Kurzwellenverbindung vorausbestimmen.

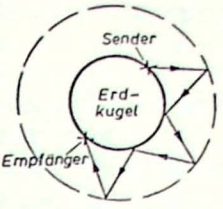


Abb. 49. Das Zustandekommen von Zickzack-Reflexionen (übertrieben dargestellt)

Bei Kurzwellenübertragungen kommt es übrigens sehr oft vor, daß die Raumwelle auf ihrem Weg vom Sender zum Empfänger nach Abb. 49 mehrmals zwischen dem Erdboden und der Ionosphäre hin- und hergeworfen wird, bis sie den Empfangsort wirklich erreicht. Man spricht dann von Zickzack-Reflexionen. Mitunter findet die Welle auch zwei Wege zum Empfänger, beispielsweise um die eine und um die andere Hälfte der Erdkugel herum. Stehen sich Sender und Empfänger nicht gerade diametral gegenüber, so ist der eine Weg natürlich kürzer als der andere; die eine Welle trifft daher etwas früher als die andere ein. Die Folgen davon sind recht sonderbare, aber höchst interessante Echo-Erscheinungen. Der Rundfunkhörer hat dann den Eindruck einer hallenden Wiedergabe, weil ein bestimmter Ton nach einer gewissen Zeit nochmals wiederkehrt.

Wir wenden uns nun den Ultrakurzwellen zu. Ihr Verhalten weicht von dem der bisher besprochenen Wellen gänzlich ab. Die Bodenwelle wird schon auf kürzeste Entfernungen vom Erdboden restlos verschluckt, so daß für die Übertragung nur noch die Raumwelle übrigbleibt. Die Ionosphäre ist jedoch nicht mehr in der Lage, Ultrakurzwellen zu reflektieren. Die Wellen durchdringen die leitende Schicht und gelangen in den Weltenraum. Wir können daher in der Praxis auf die Mitwirkung der Ionosphäre nicht mehr rechnen. Die Ausbreitung dieser Frequenzen hat bereits viel mit der geradlinigen Ausbreitung von Lichtstrahlen gemeinsam, d. h. wir können einen Ultrakurzwellensender (theoretisch) nur so lange empfangen, als wir ihn mit unserem Auge sehen können. Gewisse Naturerscheinungen, z. B. die Beugung längs der Erdoberfläche, auch eine gewisse Brechung in der Atmosphäre,

führen zwar besonders bei den längeren Ultrakurzwellen praktisch zu einer oft sehr beträchtlichen Vergrößerung der Reichweite. Trotzdem ist die Reichweite dieser Wellen im Vergleich zu der von Rundfunkwellen verschwindend klein. Man kann sie vergrößern, indem man Sender und Empfänger an möglichst hohen Punkten anordnet; das führt jedoch in der Praxis zu mancherlei Schwierigkeiten. Interessanterweise hat man in letzter Zeit nach langen Beobachtungen die Möglichkeit erkannt, auch Ultrakurzwellen für kommerzielle Nachrichtenzwecke auf größere Entferungen einzusetzen. Solche Anlagen werden z. Z. gebaut.

Es bleiben noch die Dezimeter- und Zentimeterwellen zu erörtern. Sie verhalten sich grundsätzlich ebenso wie die Ultrakurzwellen, ähneln jedoch noch stärker den Lichtstrahlen. Sie können beispielsweise in großen parabelförmigen Scheinwerfern zu einem scharfen Strahl, ähnlich wie bei Autoscheinwerfern, gebündelt werden. Feste Gegenstände zwischen Sender und Empfänger werfen ausgesprochene „Schatten", die sich in einem starken Absinken der Empfangsfeldstärke bemerkbar machen. So bilden Häuser, Bäume, Hügel usw. sehr störende Hindernisse, was die praktische Verwendbarkeit natürlich einschränkt.

Nachdem wir nun über das Verhalten der Langwellen, der Kurzwellen und der kürzesten Wellen Bescheid wissen, wollen wir uns mit den grundsätzlichen Vorgängen beim Radioempfang an Hand einer Empfangsschaltung befassen.

5. Das Prinzip des Radioempfangs

Wenn wir das Wesen der Ausbreitung von Radiowellen, die Wirkung von Antenne und Erde und das Verhalten der im zweiten Kapitel besprochenen Bausteine eines jeden Radioempfängers richtig verstanden haben, brauchen wir nur ein wenig Kombinationstalent, um die Wirkungsweise eines Radioempfängers zu verstehen. Was hat er für eine Aufgabe? Er muß im einfachsten Fall die in der Hochfrequenz steckende Modulationsfrequenz, in der die zu übertragende Nachricht verkörpert ist, gewissermaßen ablösen, und muß dafür sorgen, daß die so entstehende Niederfrequenz in einem geeigneten Organ in Schallschwingungen verwandelt wird. Das ist die grundsätzliche Aufgabe eines jeden Radioempfängers. Darüber hinaus sind jedoch bei den meisten Geräten noch Einrichtungen erforderlich, um sowohl die von der Antenne stammende

modulierte Hochfrequenz als auch die von der Trägerwelle abgelöste Niederfrequenz zu verstärken. Wir hörten ja, daß die von Fernsendern stammende Hochfrequenz an der Empfangsantenne mitunter so schwache Spannungen erzeugt, daß diese allein nicht imstande sind, einen Schallerzeuger, z. B. einen Lautsprecher oder einen Kopfhörer, zu betreiben. Hochwertige Empfänger besitzen daher meist verschiedene „Verstärker", die wir bei den folgenden grundsätzlichen Betrachtungen jedoch nicht berücksichtigen wollen.

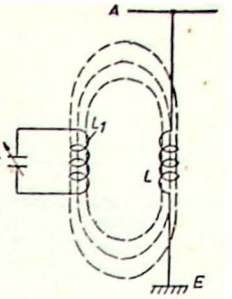


Abb. 50. Schaltung des Eingangsteiles eines Rundfunkempfängers

In Abb. 50 sehen wir zunächst den Eingangsteil eines Rundfunkempfängers, wie er bei fast allen Geräten wiederkehrt. Man verbindet die Antenne A mit einer Spule L, deren unteres Ende an Erde liegt. Die zwischen Antenne und Erde befindliche Hochfrequenzspannung erzeugt in der Spule einen Strom, der seinerseits ein magnetisches Feld, und zwar ein Wechselfeld, zur Folge hat. Die Spule L ist mit einem Schwingungskreis, der aus der Spule L_1 und dem Drehkondensator C besteht, ziemlich eng gekoppelt. Den Ausdruck „koppeln" hören wir jetzt zum erstenmal. Er besagt, daß das Kraftfeld der einen Spule auch die zweite Spule beeinflussen kann. Ist das der Fall, so sind beide Spulen miteinander „gekoppelt". Die Stärke der Kopplung richtet sich nach der Größe des den beiden Spulen gemeinsamen Feldlinienteils. Die Kopplung ist grundsätzlich um so größer, je enger die Spulen benachbart sind. Für eine enge Kopplung kann man beispielsweise beide Wicklungen auf einem gemeinsamen Körper unterbringen und den Abstand möglichst klein wählen. Will man eine besonders enge Kopplung erzielen, so läßt sich die eine Wicklung auch ohne weiteres auf die andere wickeln, wobei man aber für eine ausreichende Isolation zwischen den beiden Wicklungen zu sorgen hat.

Das von der Spule L erzeugte Magnetfeld ruft nun auf Grund der Kopplung, dem Induktionsgesetz entsprechend, eine Spannung an der Spule L_1 hervor, d. h. dem Schwingungskreis L_1C wird eine bestimmte elektrische Energie zugeführt. Wir hörten bereits auf Seite 58, daß ein in Resonanz befindlicher Schwingungskreis einen außerordentlich großen Widerstand besitzt und daß die Resonanzspannung beträchtlich über den Wert der erregenden Spannung anwachsen

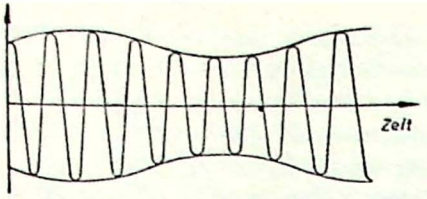


Abb. 51. Form der modulierten Trägerschwingung. Die Schwankungen liegen symmetrisch zur Nullinie

kann. Man wird also den Drehkondensator C so einstellen, daß die Eigenfrequenz (Resonanzfrequenz) des Schwingungskreises mit der Frequenz der Antennenspannung übereinstimmt. Diese Einstellung vollzieht jeder Rundfunkhörer, wenn er seinen Radioapparat auf die Frequenz eines gerade gewünschten Senders bringt. Den ganzen Vorgang nennt man „Abstimmung".

Die große Bedeutung der Abstimmung beim Radioempfang geht auch aus folgender Überlegung hervor. Alle Frequenzen, die von der Resonanzfrequenz des Kreises abweichen, gelangen zwar wegen der Kopplung ebenfalls zum Schwingungskreis. Dieser hat jedoch für alle von seiner Eigenfrequenz abweichenden Werte nur einen verhältnismäßig kleinen Blindwiderstand, der das Entstehen einer nennenswerten Spannung verhindert. Am Schwingungskreis ist daher praktisch nur die Spannung desjenigen Senders wirksam, der gerade „eingestellt" ist, d. h. dessen Frequenz mit der Resonanzfrequenz des Kreises genau übereinstimmt. Wir sehen, daß der Schwingungskreis nicht nur die Spannung des zu empfangenden Senders heraufsetzt, sondern daß er unter den vielen Frequenzen, die auf die Antenne treffen, eine ganz bestimmte auswählt. Das ist sehr wichtig, denn wir würden sonst alle Sender, die in der Empfangsantenne eine Spannung hervorrufen, zur Wiedergabe bringen. Ohne die trennende oder „selektive" Eigenschaft des Schwingungskreises wäre also ein einwandfreier Empfang überhaupt nicht möglich.

Wir gehen nun einen Schritt weiter und wollen die der Hochfrequenz aufmodulierte niederfrequente Spannung, in der bekanntlich die zu übertragende Nachricht enthalten ist, von der Trägerwelle ablösen. Diesen Vorgang nennt man „Demodulation". Das Verständnis der hierher gehörenden Fragen ist so wichtig, daß wir uns mit deren Besprechung etwas länger befassen wollen.

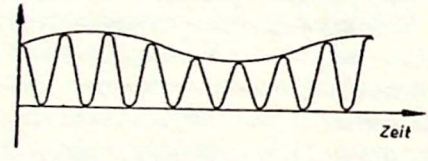


Abb. 52. Trägerschwingung, untere Hälfte abgeschnitten. Die Schwankungen liegen unsymmetrisch zur Nullinie

In Abb. 51 ist zunächst noch einmal die Form der modulierten Trägerschwingung wiedergegeben. Wenn wir die zugehörige Spannung auf ein akustisches Wiedergabeorgan, z. B. auf das bereits früher erwähnte Telefon, schalten würden, so wäre kein Ton zu hören. Die Niederfrequenz steckt bekanntlich in der allmählichen Änderung der Amplitude der Hochfrequenz. Wie Abb. 51 zeigt, werden sowohl die positiven als auch die negativen Hochfrequenzamplituden von der Niederfrequenz beeinflußt, d. h. die positiven und negativen Amplitudenschwankungen heben sich gegenseitig auf und kommen daher am Telefon überhaupt nicht zur Wiedergabe. Hätten wir eine Einrichtung, die entweder die positiven oder die negativen Amplituden beseitigt, so würden wir gegenüber dem Nullpunkt der Schwingungen, in unserem Bild also gegenüber der Nullinie, die erwünschten niederfrequenten Schwankungen bekommen, wie das in Abb. 52 gezeigt ist.

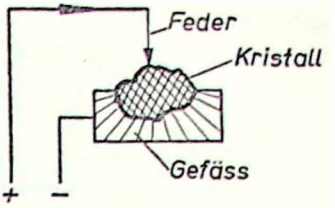


Abb. 53.
Grundsätzliche Anordnung eines Kristalldetektors

Glücklicherweise gibt es in der Elektrotechnik Vorrichtungen, die diese Aufgabe erfüllen können. Am einfachsten ist der Kristalldetektor. Es handelt sich dabei im wesentlichen um einen Kristall aus Bleiglanz, Pyrit oder einem ähnlichen Mineral, das in geeigneter Weise in einem metallischen Gefäß eingebettet ist. In Abb. 53 ist diese Anordnung gezeigt. Die zweite Elektrode des Kristalldetektors besteht aus einer feinen Feder, deren Spitze mit leichtem Druck auf die Oberfläche des Kristalls gesetzt wird. Moderner sind „Kristalldioden", siehe das Buch „Transistor-Praxis".

Der beschriebene Detektor hat nun die Eigenschaft, einen elektrischen Gleichstrom immer nur in der Richtung von der Feder zum Kristall hindurchzulassen. Der Pluspol der Spannungsquelle muß also mit der Feder, der Minuspol dagegen mit dem Kristall verbunden sein. Bei umgekehrter Polarität wird der Strom allerdings nicht ganz aufhören.

Was passiert nun, wenn wir nach Abb. 54 den Schwingungskreis der Abb. 50 in Reihe mit dem Detektor und einem Widerstand schalten? Die Polarität des Schwingungskreises wechselt dau-

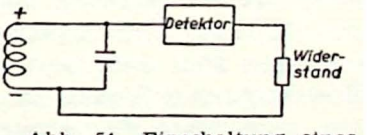


Abb. 54. Einschaltung eines Detektors in einen Stromkreis

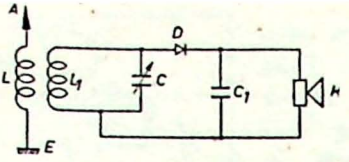


Abb. 55. Schaltbild eines einfachen Detektorempfängers

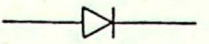


Abb. 56. Schaltzeichen für einen Kristalldetektor

ernd im Rhythmus der Hochfrequenz. Infolgedessen wird nur während der positiven Halbwellen der Hochfrequenz durch den Detektor und damit durch den Widerstand ein Strom fließen, während der gesamte Kreis bei den negativen Halbwellen stromlos bleibt. Damit haben wir bereits das erwünschte Ziel, nämlich die Abschneidung der einen Hochfrequenz-Halbwelle, erreicht. An dem Widerstand erhalten wir jetzt eine Spannung, die in ihrem Verlauf der Darstellung nach Abb. 52 entspricht. Die niederfrequente Spannung kann jetzt ohne weiteres zur Auswirkung gelangen und beispielsweise in der Spule eines Telefonhörers ein Magnetfeld erzeugen, dessen Stärke im Rhythmus der Niederfrequenz schwankt. Wir brauchen also den Widerstand nur durch die eben erwähnte Telefonspule zu ersetzen und haben damit den einfachsten Radioempfänger verwirklicht.

In Abb. 55 ist das ganze Schaltbild der Übersichtlichkeit halber nochmals dargestellt. Wir verwenden in dieser Abbildung bereits ausschließlich Schaltsymbole und wollen uns an diese Darstellung nach Möglichkeit gewöhnen, weil eine Schaltzeichnung als radiotechnisches „Stenogramm" schnell zu erfassen ist. Besprechen wir noch einmal kurz alle Teile durch:

A ist die Antenne, die man in Schaltbildern im allgemeinen nur durch einen Pfeil andeutet. L ist die uns schon aus Abb. 50 bekannte Koppelspule, die sogenannte Antennenspule. Ihr unteres Ende ist mit der Erde E verbunden, deren Symbol leicht verständlich ist. Der Schwingungskreis besteht wie vorhin aus der Spule L_1 und dem Drehkondensator C. Der Detektor D wird durch ein besonderes Schaltzeichen angedeutet, das in Abb. 56 nochmals herausgezeichnet ist. Vom oberen Anschluß des Schwingungskreises führt eine Verbindung über den Detektor D (Schaltzeichen s. Abb. 56) zum Telefonhörer H und von dort zum unteren Anschlußpunkt des Schwingungskreises zurück. Damit ist der Stromkreis geschlossen. Wir finden noch einen Festkondensator C_1, der dem Hörer H parallel geschaltet ist. Er soll die eventuell noch über den Detektor D

zum Hörer gelangende Hochfrequenz vollständig unterdrükken. Seine Wirkungsweise ist leicht verständlich, wenn man sich an die Frequenzabhängigkeit eines Kondensators erinnert. Die niederfrequenten Spannungen, die im Hörer wiedergegeben werden sollen, werden durch den Kondensator in keiner Weise beeinflußt, denn für diese Frequenzen ist sein Widerstand groß. Für Hochfrequenz dagegen ist der Wechselstromwiderstand des Kondensators sehr klein, so daß die hochfrequenten Ströme vor allem über den Kondensator C_1, nicht dagegen über den Hörer H fließen, der ihnen einen viel höheren Widerstand entgegensetzt. Übrigens kann man den Kondensator C_1 in den meisten Schaltungen auch fortlassen, denn die Anwesenheit der Hochfrequenz stört an und für sich nicht, weil sie wegen ihrer schnellen Schwingungszahl weder vom Hörer wiedergegeben noch vom Ohr registriert werden würde.

Wir wollen uns nun kurz über die elektrischen Werte unterhalten, die die einzelnen Organe einer Schaltung nach Abb. 55 haben müssen, wenn man mit dem Gerät Rundfunkwellen empfangen will. Wir sprechen zunächst über die beiden Spulen: Die Schwingungskreisspule muß um so größer sein, d. h. um so mehr Windungen haben, je tiefer die zu empfangende Frequenz liegt. Im Rundfunkbereich genügt eine Induktivität von etwa 0,2 Millihenry. Solch eine Spule erhält man z. B., wenn man auf einen Hartpapierzylinder von 40 mm Durchmesser etwa 70 Windungen isolierten Kupferdrahtes (Durchmesser etwa 0,3 mm) wickelt. Verwendet man die bereits auf Seite 46 besprochenen Spulen mit Massekern, so braucht man ungefähr 60 bis 80 Windungen. Der Durchmesser der Windungen ist bei den Massekernspulen außerdem erheblich kleiner, so daß die ganze Spule nur sehr wenig Raum beansprucht. — Die Antennenspule L wird gewöhnlich auf denselben Trägerkörper gewickelt. Verwendet man Zylinderspulen, so hat die Antennenspule von der Spule des Schwingungskreises nur einen Abstand von wenigen Millimetern. Die Wickelkörper von Massekernspulen haben gewöhnlich kleine Kammern, in denen man die beiden Wicklungen getrennt unterbringen kann.

Die in Rundfunkempfängern verwendeten Drehkondensatoren haben Werte von etwa 500 Picofarad, und zwar bei ganz eingedrehtem Rotor. Ist dagegen das Rotorpaket vollkommen ausgedreht, so kann man mit dem zehnten Teil dieser Kapazität, also 50 Picofarad, rechnen. Ganz bis auf

Null läßt sich die Kapazität nicht herunterregeln, weil sich die Außenkanten der beiden Plattenpakete stets ein wenig gegenüberstehen und für das Zustandekommen einer sogenannten „Anfangskapazität" sorgen. Sie beträgt meist den zehnten Teil der Endkapazität.

Mit der soeben beschriebenen Schwingungskreisspule kann man die Eigenfrequenz des Kreises mit Hilfe des Drehkondensators von etwa 500 Kilohertz bis 1 600 Kilohertz beliebig einstellen. Ist der Kondensator ganz eingedreht, so erhält man die tiefste Frequenz, während bei ganz ausgedrehtem Kondensator die höchste Eigenfrequenz auftritt. Will man also z. B. einen Sender, der eine Frequenz von 740 Kilohertz ausstrahlt, empfangen, so muß man den Drehkondensator in eine Mittelstellung bringen.

Zum Empfang tieferer Frequenzen reicht die Spule L_1 nicht mehr aus. Man muß sie dann durch eine Spule größerer Windungszahl ersetzen. Will man z. B. den Langwellenbereich von 150 bis 400 Kilohertz empfangen, so muß die neue Spule eine etwa zehnmal größere Induktivität besitzen, d. h. einen Wert von rund 2 Millihenry aufweisen. Wir wollen uns merken, daß einer Verdoppelung der Frequenz eine viermal kleinere Induktivität entspricht, einer Verdreifachung der Frequenz eine neunmal kleinere Induktivität usw. Mit den Windungszahlen dagegen ist es anders. Wenn wir z. B. die Frequenz verdoppeln, müssen wir die Windungszahl halbieren usw. Diese Tatsache beruht auf physikalischen Gesetzen, die wir jedoch zum weiteren Verständnis nicht unbedingt benötigen.

Die tiefste Frequenz des Langwellenbandes ist ungefähr dreimal kleiner als die tiefste Frequenz des Mittelwellen- oder Rundfunkwellenbandes. Das bedeutet nach den vorstehenden Ausführungen, daß wir der Langwellenspule eine etwa dreimal größere Windungszahl geben müssen. Wir werden also auf die vorhin erwähnte Zylinderspule nicht 70, sondern 210 Windungen wickeln müssen. Die Antennenspule hat im allgemeinen eine fünfmal kleinere Windungszahl als die Schwingungskreisspule. Man gibt ihr demnach bei Rundfunkwellen etwa 12, bei Langwellen rund 40 Windungen.

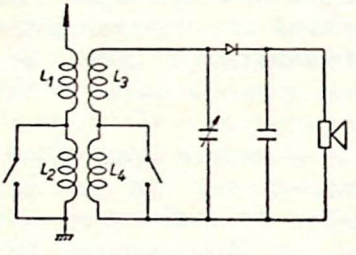


Abb. 57. Detektorempfänger mit umschaltbarem Wellenbereich

Wollten wir unseren Detektorempfänger sowohl im Rundfunk- als auch im Langwellenbereich betreiben, so wäre ein dauerndes Auswechseln der Spule erforderlich. Man baut deshalb gewöhnlich beide Spulen in das Gerät und sorgt mit einem von außen bedienbaren Umschalter dafür, daß der jeweils zu empfangende Bereich richtig eingestellt wird.

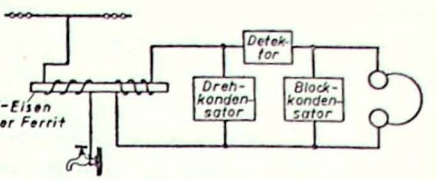


Abb 58. Perspektivische Skizze des Detektorempfängers nach Abb. 55

Der erwähnte Umschalter heißt Wellenschalter und wird in modernen Empfängern als Taste ausgeführt. Abb. 57 zeigt die Wirkungsweise. Wir sehen dort die beiden Antennenspulen L_1 (für Mittelwellen) und L_2 (für Langwellen). Parallel zu der Spule L_2 liegt ein einfacher Schalter, der die Spule überbrücken kann. Ist das der Fall, so ist lediglich die Spule L_1 wirksam. Auch der Schwingungskreis verfügt über zwei getrennte Spulen L_3 und L_4. Der Spule L_4 liegt ein weiterer Schalter parallel. Beide Schalter können von außen mit einem Handgriff bedient werden. Sind sie geschlossen, so sind nur die Spulen L_1 und L_3 in Betrieb, der Empfänger ist also auf das Rundfunkwellenband eingestellt. Werden die beiden Schalter geöffnet, so treten auch die Spulen L_2 und L_4 in Wirksamkeit. Nachdem sie in Reihe mit L_1 bzw. L_3 liegen, müssen sie so bemessen sein, daß die Gesamtinduktivität der Reihenschaltung der für das Langwellenband erforderlichen Induktivität entspricht. Das läßt sich ohne weiteres erreichen.

Die Schaltung Abb. 57 zeigt im übrigen keine Besonderheiten, entspricht also genau der Anordnung nach Abb. 55. Für diejenigen Leser, die mit dem Entziffern von Schaltbildern noch Schwierigkeiten haben, bringen wir in Abb. 58 eine Anordnung der Einzelteile und Verbindungen in Form einer perspektivischen Skizze. Es ist sehr empfehlenswert, daß man diese Darstellung, vor allem die Leitungsführung, aufmerksam mit dem Schaltbild der Abb. 55 vergleicht. Hat man sich einmal an die Symbole gewöhnt, so macht das Entziffern auch komplizierterer Schaltbilder keine Schwierigkeiten mehr. Man kann dann auf die ziemlich umständlichen Darstellungen nach Art der Abb. 58 ohne weiteres verzichten.

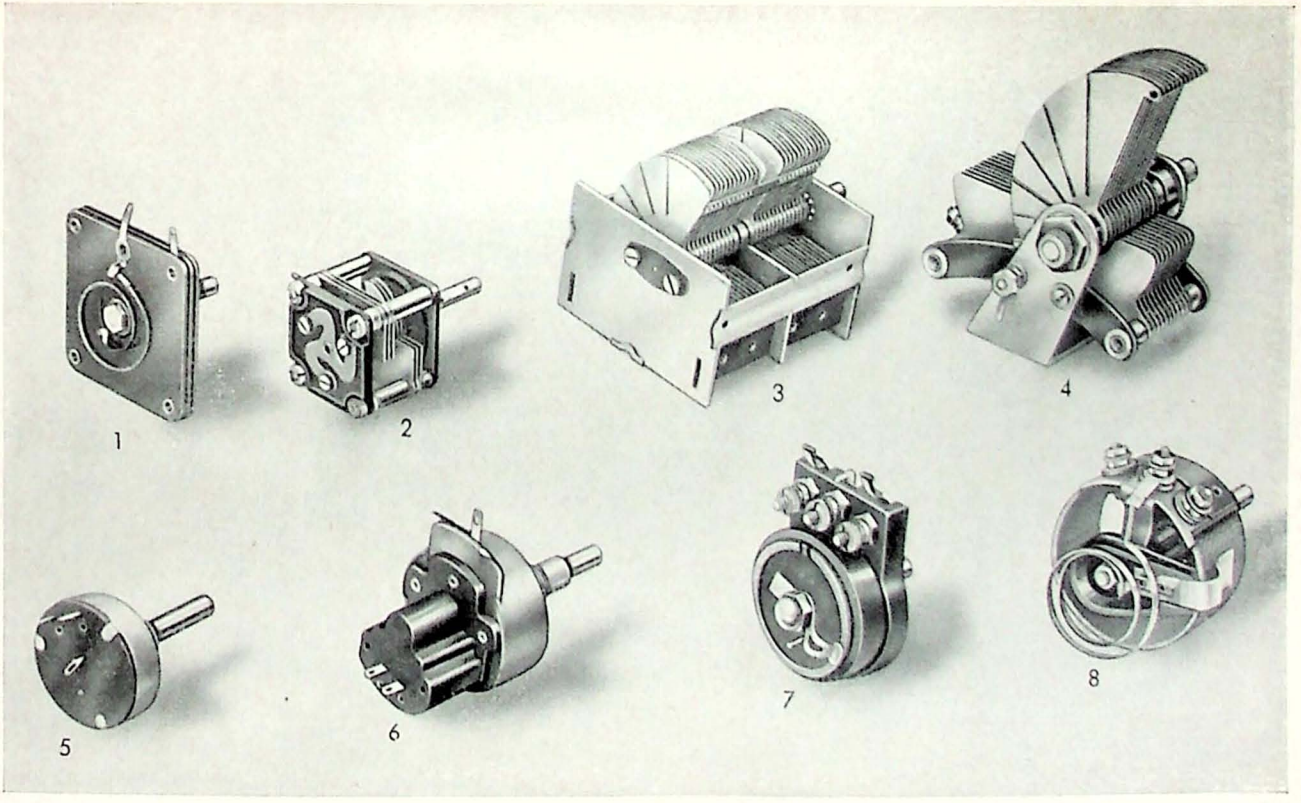
Wir wollen nun noch kurz über den Hörer sprechen. Detektorapparate nach Art der Abb. 55 und 57 liefern im allge-

meinen nur sehr kleine niederfrequente Spannungen, mit denen man die von den modernen Rundfunkempfängern her bekannten Lautsprecher nicht betreiben kann. Es kommen daher nur Kopfhörer in Betracht, die besonders in den Anfangszeiten der Rundfunktechnik in Form der Bügelkopfhörer stark verbreitet waren. Es handelt sich einfach um zwei Hörermuscheln nach Art der Abb. 2, Tafel IV, die mit einem federnden Bügel verbunden sind, der die Hörmuscheln an die Ohren preßt. Die im Innern der Muschel befindlichen Spulen haben einen Ohmschen Widerstand von ungefähr 4000 Ohm. Moderne Ausführungen sind außerordentlich leicht und klein; bei Spezialtypen läßt sich das Hörersystem in den Gehörgang einführen, siehe Abb. 8 und 10, Tafel IV.

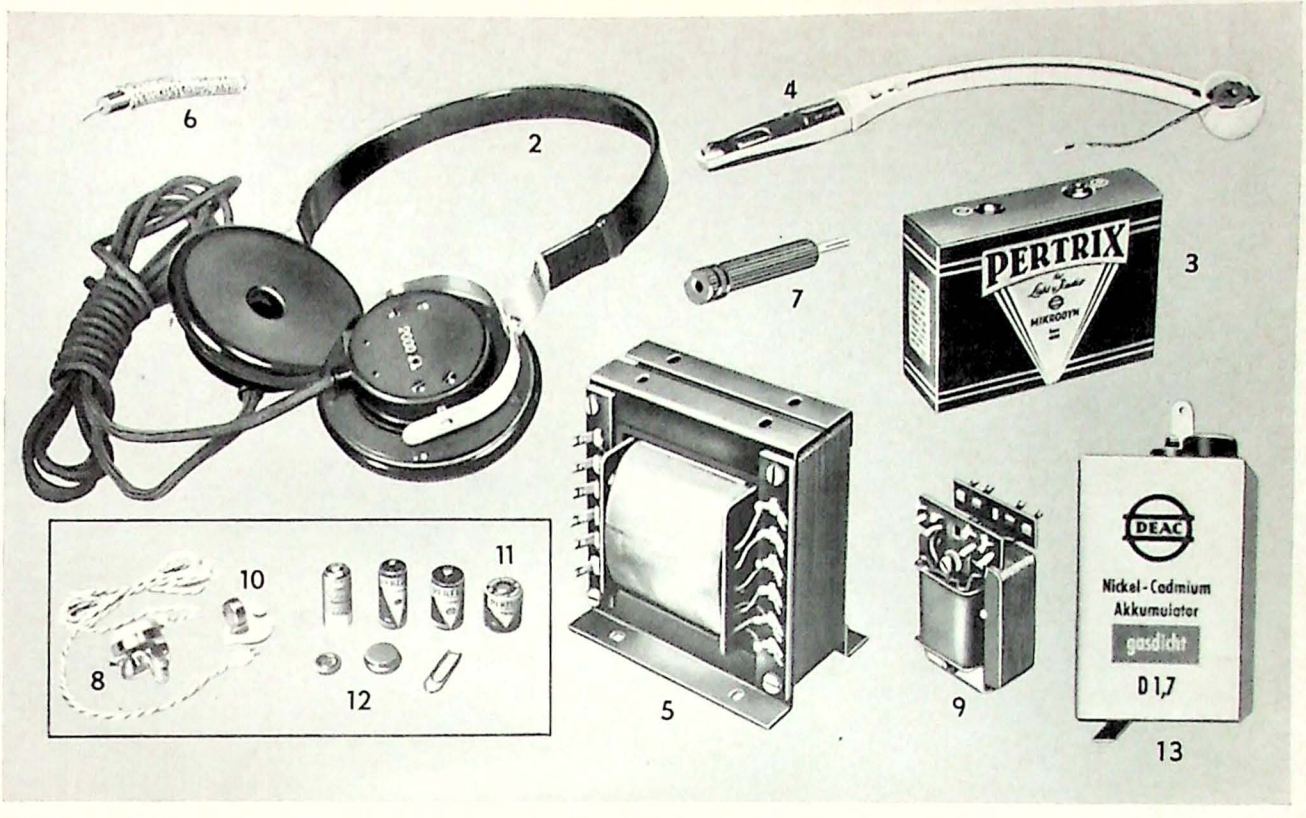
Auch die sonstige Leistungsfähigkeit von Detektorempfängern ist naturgemäß beschränkt. Sie sind gewöhnlich nur zur Aufnahme eines benachbarten starken Senders, also vorzugsweise des Ortsenders, in der Lage. Wie wir später genauer hören werden, genügt außerdem das Vorhandensein eines einzigen Schwingungskreises nicht, um mehrere Sender einwandfrei voneinander zu trennen. Um mit einem Detektorempfänger gut zu empfangen, braucht man ferner eine Antenne, deren Spannung zum Betrieb des Detektors ausreicht. Es soll mindestens eine Antennenspannung von 1 Millivolt vorhanden sein; das läßt sich bei einer Entfernung von über 10 km vom Sender gewöhnlich nur mit einer gut gebauten Hochantenne erreichen. In unmittelbarer Nachbarschaft des Senders kommt man aber auch mit sogenannten Ersatzantennen aus. Der nächste Abschnitt wird sich mit den für einen einwandfreien Rundfunkempfang wichtigen Fragen der Antenne und Erde näher befassen.

6. Praktisches zur Anlage von Antenne und Erde

Die Leistungsfähigkeit eines Radiogerätes hängt weitgehend von einer guten Antenne und einer einwandfreien Erdleitung ab. Wir sprachen schon früher davon, daß sich Antennen möglichst hoch über dem Erdboden befinden müssen. Die Erfüllung dieser Forderung allein genügt jedoch nicht. Es kommen noch verschiedene praktische Gesichtspunkte hinzu, von denen wir jetzt sprechen wollen.



1. Hartpapier-Drehkondensator — 2. Kleiner Luft-Drehkondensator — 3. Großer Doppel-Drehkondensator — 4. Großer Einfach-Drehkondensator — 5. Kleines Potentiometer — 6. Potentiometer mit Schalter kombiniert — 7. Offenes Drehpotentiometer — 8. Hochbelastbarer Drehwiderstand



2. Kopfhörerbügel mit Kopfhörer normaler Größe — 3. Trockenbatterie (Klein-Anodenbatterie) — 4. Kristalltonabnehmer moderner Bauart (umschaltbar für Normal- und Mikrorille) — 5. Netztransformator — 6. Abgeschirmtes Kabel — 7. Lichtantenne — 8. Hörkapsel mit Plastikansatzstück und Anschlußschnur — 9. Niederfrequenz-Drossel — 10. Hörkapsel mit Plastikansatzstück — 11. Links eine amerikanische Quecksilberbatterie, daran anschließend Kleinstzellen — 12. Miniaturakkumulatoren (Nickel-Cadmium) zum Größenvergleich Büroklammer) — 13. Moderner Kleinstakkumulator (Nickel-Cadmium)

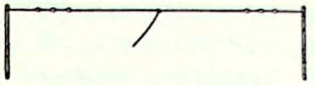


Abb. 59. Einfachste Form einer eindrähtigen Hochantenne

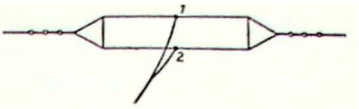


Abb. 60. Einfachste Form einer doppeldrähtigen Hochantenne

Auch im Innern von Gebäuden sind Feldstärken vorhanden, die von Rundfunksendern herrühren. Sie sind jedoch erheblich schwächer als im freien Raum, weil die Absorption der Hauswände usw. in Wegfall kommt. Deshalb ist die im Freien aufgehängte Hochantenne allen anderen Antennenarten unbedingt vorzuziehen. Leider stößt deren Anlage, besonders in Großstädten, mitunter auf erhebliche Schwierigkeiten, weil der Platz auf den Hausdächern nur beschränkt ist. Auf dem Land dagegen läßt sich eine gute Hochantenne verhältnismäßig einfach bauen, weil nicht nur brauchbare Stützpunkte in Form von Bäumen, sondern auch ausreichender Platz zur Verfügung steht.

In Abb. 59 ist die einfachste Form der Hochantenne wiedergegeben. Zwischen zwei möglichst hohen Stützpunkten wird der eigentliche Antennendraht isoliert aufgehängt. Die Isolation eines Holzmastes allein genügt nicht, denn feuchtes Holz ist ein Halbleiter, der die Wirkung der Antenne erheblich verschlechtern würde. Man schaltet daher zwischen den Antennendraht und den Stützpunkt eine geeignete Isolation, die aus einem oder mehreren kleinen Porzellankörpern, den sogenannten Isoliereiern, bestehen kann. Von der Mitte oder vom Ende des Antennendrahtes führt eine Abzweigung, die sog. Ableitung, zum Empfänger. Steht nur wenig Platz zur Verfügung, so kann man auch eine Doppelantenne nach Abb. 60 bauen. Sie besteht aus zwei parallel verlaufenden Drähten 1 und 2, die ebenfalls zwischen Isolatoren verspannt sind. Die Ableitung wird wie bei der Eindrahtantenne in der Mitte angeschlossen und von dort zum Empfänger geführt.

In Großstädten ist die sogenannte Stabantenne sehr beliebt. Man verwendet einen mehrere Meter hohen senkrechten Stab, der isoliert auf das Hausdach gesetzt wird. Die Ableitung ist am unteren Ende des Stabes angeschlossen. Eine solche Antenne braucht nur wenig Platz und versorgt zusammen mit „Antennenverstärkern" mehrere Empfänger („Gemeinschaftsantenne").

Eine gute, freie Antenne soll nicht nur möglichst viel Antennenspannung liefern; sie soll auch auf störende Fremdfelder, deren es zahlreiche gibt, nur wenig ansprechen. Wir müssen nämlich bedenken, daß nicht nur die Rundfunksender, sondern auch sehr viele elektrische Maschinen, Haushaltgeräte usw. starke Hochfrequenzfelder aussenden können. Wenn die Antenne im Bereich solcher Felder liegt, entstehen an ihr Störspannungen, die sich beim Rundfunkempfang als unangenehme Nebengeräusche auswirken können. Nun breiten sich diese Störungen gewöhnlich nur in nächster Nähe des Störers aus und sind bereits wenige Meter oberhalb des Hausdaches praktisch verschwunden. Man muß deshalb dafür sorgen, daß die Antenne nicht mehr im Bereich der Störung liegt. Eine hoch angebrachte Antenne wird daher nicht nur große Antennenspannungen von den Rundfunksendern liefern, sondern auch einen sehr störungsarmen Empfang gewährleisten.

Es kann nun sehr leicht sein, daß die Antennenableitung auf ihrem Weg zum Empfänger Störfelder der geschilderten Art aufnimmt. Dann ist auch eine sehr hoch angebrachte Antenne zwecklos, denn die Störungen werden jetzt trotzdem zur Wiedergabe gebracht. Aus diesem Grund hat man die sogenannte abgeschirmte Antennenleitung geschaffen. Wenn man nämlich die Leitung mit einem metallischen Schirm umgibt, der beispielsweise die Form eines Zylinders hat, so können die Störungen nicht auf die Leitung übertreten.

In Abb. 61 ist ein Querschnitt durch eine abgeschirmte Antennenleitung gezeigt. Man verwendet meist einen Kupferleiter, der im Mittelpunkt einer Kabelhülle durch Isolierstücke gehalten wird. Die Kabelhülle selbst ist außen mit einem metallischen Geflecht überzogen, das als Abschirmung dient. Wichtig ist, daß diese Abschirmung an möglichst vielen Stellen mit einer guten Erde verbunden wird. Nur dann ergibt sich eine einwandfreie Abschirmwirkung. Das Metallgeflecht darf auch keine Lücken haben, weil sich sonst die Wirkung erheblich verschlechtert (s. a. Abb. 6, Tafel IV).

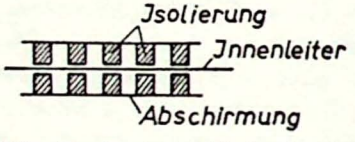


Abb. 61. Querschnitt durch eine abgeschirmte Antennenleitung

Abgeschirmte Antennen haben vor allem in der Großstadt Bedeutung, weil dort die Störungen

besonders stark sind. Man muß jedoch bedenken, daß die Abschirmung wie ein Kondensator wirkt, der einen Teil der empfangenen Senderenergie zur Erde ableitet. Zu lange Kabel sollen daher nach Möglichkeit nicht verwendet werden.

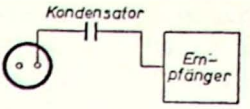


Abb. 62. Grundschaltung einer Lichtantenne

Läßt sich aus räumlichen Gründen eine Freiantenne nicht verlegen, so muß man zu Innen- oder Behelfsantennen übergehen. Innenantennen erhält man, indem man einen Draht im Innern von Räumen oder Gängen in möglichst großem Abstand von der Wand isoliert verlegt. Die Wirkung solcher Antennen kann natürlich keineswegs mit der Wirkung guter Freiantennen verglichen werden. Noch schlechter verhalten sich die sogenannten Ersatzantennen, für die fast jeder beliebige Metallgegenstand verwendet werden kann. Beispielsweise eignen sich metallische Gardinenstangen, Fahrräder usw. für diesen Zweck. Eine besondere Art von Behelfsantennen stellen die „Lichtantennen" dar, bei denen das Kabel oder Freileitungsnetz der Elektrizitätswerke als Luftleiter herangezogen wird. Um die Netzspannung vom Radioempfänger fernzuhalten, schaltet man nach Abb. 62 zwischen den einen Pol der Lichtsteckdose und den Antennenanschluß des Empfangsgerätes einen Kondensator dessen Wechselstromwiderstand für die Hochfrequenz klein, für die Netzfrequenz dagegen groß ist. Abb. 7, Tafel IV, zeigt eine Lichtantenne.

Eine auf anderen Prinzipien beruhende Antennenform ist die „Rahmenantenne", deren Arbeitsweise auf S. 432 beschrieben ist. In der Rundfunktechnik hat sie jetzt als sog. „Ferritantenne" wieder Bedeutung erlangt. Man wickelt dabei die Rahmenspule auf einen Ferritstab und kommt so zu sehr kleinen Antennen, die im Inneren der Empfänger drehbar angebracht werden und so die Ausschaltung von Störsendern gestatten.

Man kann auch die Telefonleitung als Antenne verwenden. Die Deutsche Bundespost verbietet jedoch die Verwendung.

Besondere Aufmerksamkeit muß der Erdung des Empfängers geschenkt werden. Die Rohre der Wasserleitung, auch Blitzableiteranschlüsse, stellen im allgemeinen eine sehr brauchbare Erdung dar. Weniger geeignet sind die Rohrleitungen der Zentralheizung und der Gasleitung. Auf dem Land finden sich oft gewöhnliche Pumpbrunnen, deren Rohre

bis ins Grundwasser reichen; sie liefern ebenfalls gute Erdanschlüsse für Radiogeräte. Dagegen sind Metallstangen, die einfach ins Erdreich geschlagen werden, im allgemeinen nicht ausreichend. Man muß schon dafür sorgen, daß die Stange mit dem Grundwasser in Verbindung steht. Kommt man nicht so weit, so sollte man wenigstens eine Platte mit großer Oberfläche in das Erdreich versenken und vor dem Zugraben etwas Kochsalz darüber streuen, das genügend Feuchtigkeit anzieht und daher einen guten Kontakt mit dem Erdreich verbürgt.

Die Zuleitung von der Erde zum Radiogerät soll einen möglichst großen Querschnitt haben und auf dem kürzesten Wege zwischen beiden Punkten verlaufen. Auf diese Weise wird der zusätzliche Widerstand zwischen Empfänger und Erde recht klein, so daß keine Leistung nutzlos verloren geht.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Das elektromagnetische Feld kommt durch das Zusammenwirken magnetischer und elektrischer Kraftlinien zustande. Es durcheilt den Raum mit Lichtgeschwindigkeit.

2. Die elektromagnetische Energie erleidet durch Absorption in der Erde und in sonstigen Gegenständen erhebliche Verluste. Am Empfangsort steht daher nur ein kleiner Bruchteil der Sendeenergie zur Verfügung.

3. An der Empfangsantenne entsteht unter der Wirkung der magnetischen und elektrischen Felder eine Spannung, die man Antennenspannung nennt.

4. Beim Empfang unterscheidet man zwischen der Nahzone und der Fernzone. In der Nahzone ist der Empfang meistens regelmäßig, während er in der Fernzone Schwankungen unterworfen ist.

5. In der Radiotechnik sind vor allem die Tonfrequenzschwingungen von etwa 30 . . . 20 000 Hertz, ferner die Hochfrequenzschwingungen von rund 50 000 Hertz bis 3 000 Megahertz von Bedeutung.

6. Die Ausbreitung der hochfrequenten Wellen hängt außerordentlich von der Frequenz ab. Die Bodenwelle wird um so stärker absorbiert, je höher die Frequenz ist.

7. Die Raumwelle wird bis zu einer Wellenlänge von 10 m herab von der Ionosphäre stark reflektiert. Höhere Frequenzen werden von der Ionosphäre durchgelassen.

8. Die radiotechnisch wichtigsten Frequenzen stellen nur einen kleinen Ausschnitt aus dem großen Frequenzband elektrischer Schwingungen dar.

9. Durch das Zusammenwirken von Boden- und Raumwelle entstehen unter Umständen Feldstärkeschwankungen am Empfangsort, die zu den sogenannten Schwunderscheinungen führen. Da die Raumwelle unter dem Einfluß der Ionosphäre stark schwankt, ändert sich die Feldstärke innerhalb kurzer Zeit verhältnismäßig oft.

10. Langwellen und Mittelwellen eignen sich vorzugsweise für Rundfunkzwecke. Den Kurzwellen sind Rundfunksendungen und kommerzielle Dienste vorbehalten.

11. Ultrakurzwellen breiten sich ähnlich wie das Licht aus. Sie haben auf vielen Gebieten große Bedeutung erlangt. Fernempfang ist mit Ultrakurzwellen wegen ihres eigentümlichen Verhaltens meistens nicht möglich.

12. Der Parallel-Schwingungskreis hat in Radioempfängern vor allem zwei Aufgaben zu erfüllen: Er muß erstens die Antennenspannung erhöhen, zweitens für eine Trennung der verschiedenen Empfangsfrequenzen sorgen.

13. Das Ablösen der niederfrequenten Spannung von ihrem hochfrequenten Träger wird Demodulation genannt. Die hierfür erforderlichen Einrichtungen heißen Demodulatoren.

14. Einen einfachen Demodulator erhält man immer dann, wenn man eine Einrichtung verwendet, die den Strom nur in einer Richtung fließen läßt.

15. Für die Demodulation muß entweder die positive oder die negative Halbwelle der modulierten Hochfrequenz unterdrückt werden.

16. Der einfachste Demodulator ist der sog. Kristalldetektor (bzw. die moderne Kristalldiode), der den Strom immer nur in einer Richtung fließen läßt.

17. Antennenspule, Schwingungskreis, Detektor und Wiedergabeorgan bilden zusammen die einfachste Radio-Empfangsschaltung.

18. Will man verschiedene Wellenbereiche empfangen, so muß man umschaltbare Spulen vorsehen.

19. Gute Antennen erhält man vor allem dann, wenn sie möglichst frei aufgehängt sind und nicht von Störfeldern beeinflußt werden können.

20. Eine gute Erdleitung muß einen ausreichenden Kontakt zwischen dem Grundwasser und dem Radiogerät herstellen.

Drittes Radio-Quiz

1. Das elektromagnetische Feld
   a) ist in Kondensatoren vorhanden,
   b) wird in Spulen erzeugt,
   c) ist der Träger der drahtlosen Energie.
2. Der größte Teil der elektromagnetischen Energie
   a) geht in festen Gegenständen in Wärmeenergie über,
   b) wird in den Weltenraum abgestrahlt,
   c) gelangt in die Antennen der Radioempfänger.
3. Die Antennenspannungen, die von den Feldstärken der Fernsender erzeugt werden, liegen in der Größenordnung von
   a) Mikrovolt,
   b) Volt,
   c) unmeßbar kleinen Werten.
4. Ultrakurzwellen haben eine Wellenlänge, die
   a) kürzer ist als die des Lichtes,
   b) höher liegt als der Kurzwellenbereich,
   c) tiefer liegt als der Kurzwellenbereich.
5. Wellen unter 1 cm Länge
   a) werden vor allem für drahtlose Navigation verwendet,
   b) sind Gegenstand der Forschung,
   c) spielen besonders beim Fernsehen eine Rolle.
6. Schwunderscheinungen beruhen auf
   a) dem ungleichmäßigen Arbeiten der Rundfunksender,
   b) der Absorption elektromagnetischer Energie im Erdboden,
   c) der Überlagerung von Boden- und Raumwelle.
7. Schwunderscheinungen treten besonders stark bei Rundfunksendern auf, weil
   a) bei diesen Wellen die Bodenwelle gänzlich fehlt,

b) Boden- und Raumwelle oft gleich groß sind,
c) die Leistung der Rundfunksender nicht ausreicht.

8. Der Fernempfang ist tagsüber bei Rundfunksendern sehr schwach, weil am Tage
   a) die Raumwelle fehlt,
   b) die Bodenwelle fehlt,
   c) die Absorption im Erdboden stärker ist als bei Nacht.

9. Ein Radioempfänger hat die grundsätzliche Aufgabe,
   a) die schwache Hochfrequenz an der Empfangsantenne zu verstärken,
   b) für die Trennung von Hochfrequenz und Niederfrequenz zu sorgen,
   c) vor allem die Niederfrequenz zu verstärken.

10. Unter Kopplung versteht man
    a) das Verbinden zweier spannungführender Punkte mit einem Draht,
    b) die mechanische Verbindung zweier Bedienungsknöpfe von Radiogeräten,
    c) die Übertragung von elektrischen Werten mit geeigneten Hilfsmitteln.

11. Der Schwingungskreis in einem einfachen Empfänger hat die Aufgabe,
    a) die Hochfrequenz von der Niederfrequenz zu trennen,
    b) störende Sender auszuschalten und die Antennenspannung zu erhöhen,
    c) eine besonders gute Tonwiedergabe hervorzurufen.

12. Unter Abstimmung versteht man
    a) das Trennen der Modulationsfrequenz von der Trägerwelle,
    b) das Einstellen der Eigenfrequenz des Schwingungskreises auf die Frequenz des zu empfangenden Senders,
    c) die Kopplung der Antennenspule auf die Schwingungskreisspule.

13. Die Demodulation wird bewirkt durch
    a) ein Organ, das für Niederfrequenz einen sehr kleinen Widerstand hat,
    b) ein Organ, das nur eine Stromrichtung durchläßt,
    c) ein Organ, das die Hochfrequenz kurzschließt und nur die Niederfrequenz bestehen läßt.

14. Ein elektrisches Schaltbild gibt vor allem Aufschluß über
    a) die Konstruktion des betreffenden Gerätes,
    b) die elektrische Arbeitsweise,
    c) die richtige Bedienung des Empfängers.
15. Die in den Schwingungskreisen der Rundfunkempfänger verwendeten Spulen haben Induktivitäten in der Größenordnung von
    a) mehreren Henry,
    b) etwa 10 Mikrohenry,
    c) mehreren hundert Mikrohenry.
16. Ein Wellenschalter hat den Zweck,
    a) störende Rundfunkwellen auszuschalten,
    b) einen anderen Bereich des Drehkondensators einzustellen,
    c) die Schwingungskreisspule umzuschalten.
17. Ein Detektor hat die Aufgabe,
    a) die Demodulation zu bewirken,
    b) die Antennenspannung zu verstärken,
    c) den Strom in der Antennenspule zu vergrößern.
18. Um störende Fremdfelder von einer Antenne fernzuhalten, muß man
    a) die Antenne gut abschirmen,
    b) eine besonders gute Erdleitung verwenden,
    c) die Zuleitung der hoch aufgehängten Antenne sorgfältig abschirmen.
19. Für eine gute Erde eignet sich besonders
    a) die Wasserleitung,
    b) die Gasleitung,
    c) ein in den Boden gesteckter Draht.
20. Eine Innenantenne wirkt am besten, wenn
    a) sie in einem möglichst hohen Stockwerk untergebracht ist,
    b) die Isolation von der Wand besonders gut ist,
    c) alle Fenster im Raum geöffnet sind.

4. Kapitel: Die Elektronenröhre

Ohne die Erfindung der Elektronenröhre hätte sich die moderne Technik niemals so weit entwickeln können, wie das heute der Fall ist. Besonders die Radiotechnik verdankt dem unscheinbaren, kleinen Glaskolben, in dem sich nur ein paar Bleche und Drähte befinden, unendlich viel.

Die Erfindung der Elektronenröhre geht bis auf den großen Amerikaner Edison zurück. Der Erfinder arbeitete mit einer gewöhnlichen Glühlampe und stellte fest, daß zwischen dem Glühfaden und einer in dem Glaskolben befindlichen Platte Strom zustande kommt, wenn der Faden glüht und wenn man zwischen den Faden und die Platte Spannung legt. Allerdings erkannte Edison seinerzeit weder die Gründe dieses Effektes noch dessen große praktische Bedeutung. Die Aufdeckung der näheren Zusammenhänge blieb anderen Forschern vorbehalten.

Wir wollen in den folgenden Zeilen zunächst die grundsätzliche Wirkungsweise kennenlernen und dann über die Bedeutung sprechen, die der Elektronenröhre im einzelnen zukommt.

1. Die grundsätzliche Wirkungsweise

Wir sehen in Abb. 63 die einfachste Form der Elektronenröhre. In einem Glasgefäß G, das praktisch vollkommen luftleer ist, befindet sich ein dünner, metallischer Draht H, der luftdicht eingeschmolzen ist und dessen Enden nach außen geführt sind. Diesem steht eine metallische Platte A gegenüber, die ebenfalls mit der Außenwelt über eine Leitung verbunden ist.

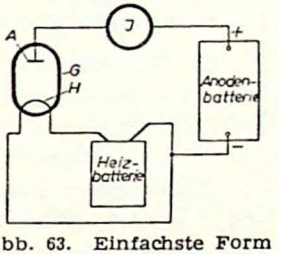


Abb. 63. Einfachste Form und Schaltung einer Elektronenröhre

Mit Hilfe einer „Heizbatterie“ kann man einen starken Strom, den sogenannten Heizstrom, durch den dünnen Draht H senden. Der Strom ist so stark, daß der Draht zum Glühen kommt.

Man nennt ihn daher auch Glühfaden oder Heizfaden. Ist eine bestimmte Temperatur erreicht, so treten die sonst im Draht befindlichen Elektronen an die Oberfläche und entfernen sich ein wenig vom Heizfaden. Sie bilden gewissermaßen eine Wolke um den Faden, bleiben jedoch immer in dessen unmittelbarer Nachbarschaft.

Legt man nun zwischen die Platte A und den Heizfaden eine verhältnismäßig große Gleichspannung, so wird die Platte elektronenarm gegenüber dem Faden, wenn man dafür sorgt, daß der positive Pol der Spannung an der Platte liegt. Die den Heizfaden umgebende Elektronenwolke hat jetzt das Bestreben, zur Anode zu gelangen, denn wir wissen, daß sich entgegengesetzte Ladungen stets ausgleichen wollen. Die Elektronen stoßen im Innern des Glaskolbens auf kein nennenswertes Hindernis und gelangen daher vom Heizfaden oder der „Kathode" ohne weiteres zur Platte, die wir von jetzt an wegen ihrer positiven Polarität „Anode" nennen wollen. Sind sämtliche Elektronen zur Anode hinübergewandert, so werden vom glühenden Heizfaden sofort neue Elektronen nachgeliefert, die wiederum zur Anode wandern. Es fließt also ein dauernder Elektronenstrom von der Kathode zur Anode, der sich natürlich im äußeren Stromkreis genau so zeigen muß, weil die Elektronen immer wieder von der Anode fort und zum Heizfaden zurücktransportiert werden müssen. Es kommt also im ganzen Kreis ein dauernder Strom zustande, den wir außen mit einem Instrument J messen können und der Anodenstrom genannt wird. Auf den ersten Blick scheint es merkwürdig, daß überhaupt ein Strom fließen kann, weil ja die Anode im Inneren des Glaskolbens vom Heizfaden vollkommen isoliert ist. Wenn man jedoch an den Elektronenflug zwischen Heizfaden und Anode denkt, versteht man diesen Vorgang ohne weiteres. Der Strom fließt nur, solange der Heizfaden glüht.

Im Inneren der Röhre kommt ein Elektronenfluß praktisch nur dann zustande, wenn die Luft aus dem Glaskolben fast vollständig entfernt ist. Die Luftmoleküle sind nämlich ziemlich groß und bei gewöhnlichem Luftdruck sehr zahlreich. Die Elektronen könnten daher einen luftgefüllten Raum nur sehr schwer passieren, weil sie überall auf Luftmoleküle stoßen und dadurch an ihrem Weiterflug verhindert werden würden. Das ist der eine Grund, weshalb man den Glas-

kolben von Radioröhren vollkommen luftleer macht. Aber auch aus einem anderen Grunde muß die Luft entfernt werden. Der glühende Heizfaden würde nämlich bei Anwesenheit von Sauerstoff sofort verbrennen, so daß die Röhre nach kurzer Zeit unbrauchbar wäre.

Die Stärke des Elektronenstroms hängt vor allem von zwei Faktoren ab, nämlich der Größe der zwischen Anode und Heizfaden gelegten Spannung (der sogenannten Anodenspannung) und der Beschaffenheit und Temperatur des Heizfadens. Daß die Anodenspannung einen großen Einfluß auf den Elektronenstrom hat, ist selbstverständlich und ergibt sich ohne weiteres aus dem Ohmschen Gesetz. Beim Heizfaden spielt zunächst die Temperatur eine Rolle. Je höher diese ist, desto leichter können die Elektronen das Heizfadenmetall verlassen, was natürlich ebenfalls zu einer Erhöhung des Elektronenstroms führt. Weiterhin ist das Material der Kathode von Wichtigkeit. Es gibt Stoffe, die schon bei verhältnismäßig kleinen Temperaturen Elektronen austreten lassen. Dazu gehören z. B. Thorium, Barium und sonstige seltene Metalle. Andere Metalle wiederum, z. B. Wolfram, müssen auf eine verhältnismäßig hohe Temperatur gebracht werden, wenn sie Elektronen aussenden sollen. Starke Anodenströme sind ohne unzulässig große Belastung des Heizfadens außerdem nur dann möglich, wenn dessen Querschnitt und Oberfläche hinreichend groß sind. Starke Heizfäden brauchen natürlich mehr elektrische Leistung zu ihrer Erwärmung. Wir sehen daraus, daß die erforderliche „Heizleistung" einer Röhre um so größer sein muß, je größer der verlangte Anodenstrom ist.

Die vorstehend beschriebene einfache Röhre heißt Zweipolröhre oder Diode, weil nur zwei Elektroden, nämlich die Anode und die Kathode, an dem beschriebenen Vorgang beteiligt sind. Bevor wir auf Röhren mit mehreren Elektroden zu sprechen kommen, wollen wir die Eigenschaften der einfachen Diode etwas näher betrachten.

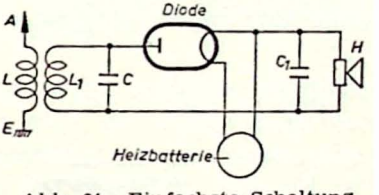


Abb. 64. Einfachste Schaltung einer Diode in einem Empfänger

2. Eigenschaften und Anwendungen der Diode

Was ereignet sich, wenn wir die zur Lieferung des Anodenstroms bestimmte Stromquelle, die Anodenbatterie in Abb. 63 umpolen? Dann liegt der Minuspol an der Anode, der Pluspol dagegen an der Kathode der Röhre. Infolgedessen ist jetzt die Anode elektronenreich, die Kathode dagegen elektronenarm. Aus der kalten Anode können die Elektronen jedoch nicht austreten, so daß ein Stromfluß überhaupt nicht zustande kommen kann. Das bedeutet, daß die Diode nur in einer Richtung stromdurchlässig ist, in der anderen Richtung jedoch gänzlich sperrt. Unsere Elektronenröhre ist also ein ideales Ventil und wirkt ähnlich wie ein Detektor. Man kann daher ohne weiteres den Detektor in einer Empfangsschaltung nach Abb. 55 durch eine Diode ersetzen. Wir sehen die entsprechende Anordnung in Abb. 64 dargestellt. (Umgekehrt ersetzt man heute übrigens die Röhrendiode in vielen Fällen durch die auf S. 91 erwähnte „Kristalldiode", die mit einem Germaniumkristall arbeitet, s. das Buch „Transistor-Praxis").

Die für die Diode erforderliche Anodenspannung wird in der Schaltung nach Abb. 64 durch die Spannung des Schwingungskreises dargestellt. Das ist jedoch eine Wechselspannung. Wie wir hörten, läßt die Röhre immer nur dann Strom fließen, wenn der Pluspol der Spannung an der Anode liegt. Es kommen also lediglich die positiven Halbwellen der Wechselspannung des Schwingungskreises zur Auswirkung. Die Röhre ist demnach ein vollwertiger Demodulator, was wir auch aus den Abb. 51 und 52 ohne weiteres erkennen.

In der Technik ist man gewöhnt, bestimmte Vorgänge in Form von Schaubildern oder Diagrammen wiederzugeben. Von dieser Darstellungsweise haben wir schon verschiedentlich Gebrauch gemacht. Bei der Diode ist z. B. die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Anodenspannung von Interesse. Wir sehen in Abb. 65 eine graphische Darstellung, die diese Abhängigkeit zeigt. Auf der senkrechten Achse sind verschiedene Werte des Anodenstromes aufgetragen, auf der waagrechten Achse dagegen finden wir die Anodenspannungen. Alle Punkte, die auf der eingezeichneten Kurve liegen, stellen jeweils zusammen-

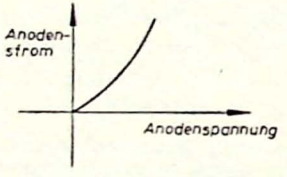


Abb. 65.
Abhängigkeit des Anodenstromes von der Anodenspannung bei einer Diode

gehörende Strom- und Spannungswerte dar. Die Kurve gibt also immer an, ein wie großer Strom sich bei einem bestimmten Spannungswert einstellt. Demnach kennzeichnet die Kurve das elektrische Verhalten der Röhre; sie heißt daher „Röhrenkennlinie". Abb. 65 z. B. besagt ohne weiteres, daß der Anodenstrom mit steigender Anodenspannung anwächst, was auf Grund unserer früheren Erklärungen und im Rahmen des Ohmschen Gesetzes leicht verständlich ist. Je weiter wir auf der waagrechten Achse der Abb. 65 von links nach rechts gehen, um so höher müssen wir senkrecht nach oben fahren, um die Kurve zu erreichen. Hohe senkrechte Werte bedeuten jedoch hohe Anodenströme. Das Ausdeuten der Kurve wird durch solche einfachen Überlegungen außerordentlich erleichtert.

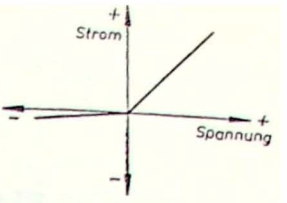


Abb. 66. Abhängigkeit des Stromes von der Spannung bei einem Kristalldetektor

Zum Unterschied von der Diode wollen wir einmal die in Abb. 66 wiedergegebene Kennlinie des Detektors betrachten. Wir wollen dabei annehmen, daß an dem Detektor eine beliebige Gleichspannung liegt, deren Polarität sich in bezug auf die Feder bzw. den Kristall jederzeit ändern läßt. Wir hörten, daß ein Strom immer nur dann zustande kommt, wenn die Feder positiv ist. Diese Spannungsrichtung wollen wir dadurch zum Ausdruck bringen, daß wir, vom Nullpunkt der Kurve Abb. 66 aus gesehen, die zugehörigen Spannungswerte der rechten waagrechten Achse zuordnen. Die bei dieser Polung zustande kommenden Stromwerte werden auf der senkrechten Achse oberhalb des Nullpunktes aufgetragen. Die beiden erwähnten Achsen entsprechen denen der Abb. 65. In dem dazwischen liegenden Feld befindet sich die Kennlinie des Detektors, die praktisch genau so verläuft wie in Abb. 65. Das ist verständlich, denn wir haben gehört, daß der Detektor grundsätzlich genau so wirkt wie eine Diode.

Würden wir die Spannung an der Diode umpolen, so käme überhaupt kein Strom zustande. In Abb. 65 würde dann die Kennlinie im Nullpunkt des Achsenkreuzes vollkommen verschwinden. Bei der Kennlinie des Detektors in Abb. 66 ist das nicht der Fall. Wenn wir die Spannung umpolen, so sollen die jetzt auftretenden Spannungswerte auf der waagrechten Achse links vom Nullpunkt liegen. Die sich nunmehr

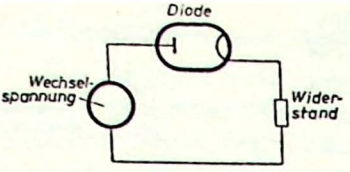


Abb. 67. Einfachstes Schaltbild eines Gleichrichters mit Diode

ergebenden Stromwerte liegen auf der senkrechten Achse unterhalb des Nullpunktes. Wir sehen, daß zu den Strom- und Spannungswerten eine neue Kennlinie gehört, die allerdings wesentlich weniger steil verläuft als die Kennlinie im rechten Raum zwischen den beiden „positiven" Achsen. Das bedeutet, daß auch in der umgekehrten Polarität ein Strom zustande kommt, der jedoch bei gleich großer Spannung erheblich kleiner ist als vorher. Ein Detektor ist also ein unvollkommenes „Ventil". Allerdings sind die modernen Germanium-Kristalldioden heute so weit entwickelt, daß sie nur noch sehr kleine Sperrströme haben und der Röhrendiode sogar in bestimmter Hinsicht überlegen sind.

Wir wollen nun sehen, was man mit einer einfachen Diode praktisch anfangen kann. In der Elektronentechnik steht man oft vor der Aufgabe, aus einer gewöhnlichen Wechselspannung, wie sie z. B. von den Elektrizitätswerken geliefert wird, eine Gleichspannung zu machen. Die Diode ist hierfür sehr geeignet. Wir sehen in Abb. 67 ein einfaches Schaltbild, das solch einen „Gleichrichter" darstellt. Man schaltet einfach die „gleichzurichtende" Wechselspannung in Reihe mit der Diode und einem Widerstand. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ergibt sich aus Abb. 68. In der Fig. a ist der zeitliche Verlauf der Wechselspannung dargestellt. Wir wissen, daß die Diode die negative Halbwelle unterdrückt. Infolgedessen fließt im Stromkreis immer nur während der positiven Halbwelle ein Strom, so daß immer nur dann an dem Widerstand ein Spannungsabfall hervorgerufen wird. Diese Spannung ist in Figur b der Abbildung 68 dargestellt. Es treten nur während der positiven Halbwelle Spannungsstöße auf; während der

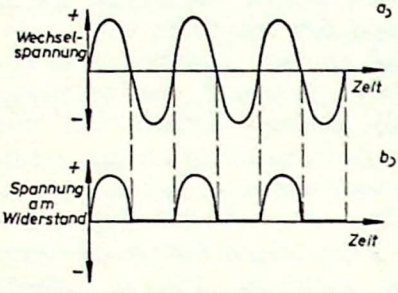


Abb. 68. Zur Wirkungsweise einer Schaltung nach Abb. 67

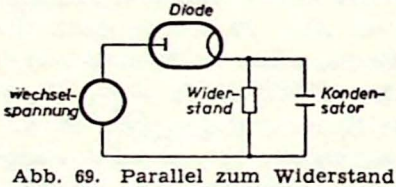


Abb. 69. Parallel zum Widerstand liegt ein Kondensator

negativen Halbwelle liegt dagegen überhaupt keine Spannung am Widerstand. Ein Verlauf nach Fig. b der Abb. 68 wird „pulsierende Spannung“ oder „Hackspannung“ genannt. Nachdem sie immer nur in einer Richtung auftritt, handelt es sich um eine Gleichspannung. Die Schwankungen dieser Gleichspannung kann man nun durch einen einfachen Kunstgriff aufheben. Man braucht nämlich nur parallel zum Widerstand der Abb. 67 einen Kondensator zu schalten, wie das in Abb. 69 dargestellt ist. Kommt nun eine positive Halbwelle, so wird zunächst der Kondensator aufgeladen. Wenn die positive Halbwelle verschwunden ist, besitzt der Kondensator nach wie vor eine Ladung, die sich langsam über den Widerstand ausgleicht. Es ist also auch noch während der negativen Halbwelle eine Spannung vorhanden. Trifft die positive Halbwelle wieder ein, so lädt sich der Kondensator neuerlich auf, um während der negativen Halbwelle wieder entladen zu werden usw. Wir erhalten demnach einen Spannungsverlauf am Widerstand bzw. am Kondensator nach Abb. 70. In Fig. a ist wie in Abb. 68 der Verlauf der Wechselspannung dargestellt, während Fig. b den Verlauf der Spannung am Widerstand zeigt. Wir sehen, daß die Spannung während der negativen Halbwelle nunmehr nicht bis auf Null zurückfällt, sondern sich wegen des Kondensators nur unwesentlich verkleinert. Bei der nächsten positiven Halbwelle steigt die Spannung wieder an. Die Schwankungen oder Pulsationen sind jetzt erheblich kleiner geworden, so daß wir tatsächlich eine fast reine Gleichspannung am Widerstand der Schaltung Abb. 69 erhalten. Damit sind wir unserem Ziel, aus der Wechselspannung eine Gleichspannung herzustellen, schon recht nahe gekommen. Wenn man den Kondensator in Abb. 69 groß wählt und durch einen großen Widerstand dafür sorgt, daß sich der Kondensator während der negativen Halbwelle nicht so schnell entladen kann, lassen sich die Schwankungen fast vollkommen unterdrücken, und man erhält auf diese Weise tatsächlich eine reine Gleichspannung.

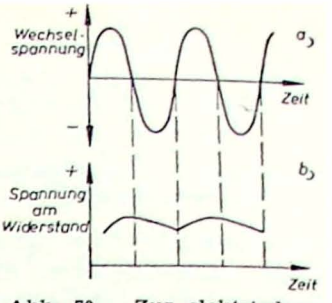


Abb. 70. Zur elektrischen Wirkungsweise der Schaltung nach Abb. 69

Man kann sich eine pulsierende Spannung auch als ein Gemisch aus reiner Gleichspannung und reiner Wechselspan-

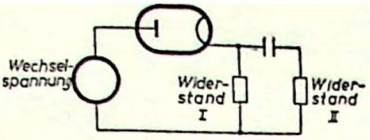


Abb. 71.
Abtrennung der Gleichspannung bei einem Gleichrichter

nung vorstellen. Das wird verständlich, wenn wir eine Anordnung nach Abb. 71 betrachten. Wir sehen dort eine Wechselspannungsquelle, eine Diode und einen Widerstand. Vom oberen Punkt dieses Widerstandes führt eine Leitung über einen Kondensator zu einem weiteren Widerstand. Dadurch wird die Gleichspannung vom zweiten Widerstand vollkommen ferngehalten. Nur die Pulsationen, die am ersten Widerstand auftreten und zu einer dauernden Auf- und Entladung des Kondensators führen, rufen im zweiten Widerstand einen hin- und herfließenden Strom, also einen Wechselstrom, hervor. Infolgedessen muß auch an dem zweiten Widerstand eine reine Wechselspannung auftreten. Damit ist aber bewiesen, daß man eine pulsierende Spannung als ein Gemisch aus Gleichspannung und Wechselspannung auffassen kann.

Wir gehen nun einen Schritt weiter und überlegen uns, wie wir die Schaltung nach Abb. 69 noch weiter verbessern können. Dabei erinnern wir uns an die Ausführungen auf Seite 66, wo von dem Tiefpaß die Rede war. Wenn wir solch einen Tiefpaß hinter den Widerstand der Abb. 69 schalten, so muß sich die noch an diesem Widerstand vorhandene Wechselspannung vollkommen beseitigen lassen. Der Tiefpaß bildet nämlich für die tiefste Frequenz — das ist in unserem Fall die Gleichspannung — kein Hindernis, unterdrückt jedoch die höheren Frequenzen, also die Pulsationen. Wir sehen die erforderliche Schaltung in Abb. 72. Der erste Kondensator C_1 dient in schon bekannter Weise zur Unterdrückung der stärksten Schwankungen. Am Widerstand R_1 liegt eine noch pulsierende Spannung, die nun über die Spule L auf den Kondensator C_2 gelangt. Die an R_1 vorhandene Rest-Wechselspannung wird in dem Tiefpaß LC_2 vollkommen unterdrückt, so daß an dem Widerstand R_2 eine reine Gleichspannung auftritt. Der Widerstand R_1 kann übrigens ohne weiteres fehlen. Es ist sogar besser, wenn man ihn fortläßt, weil er nur unnötig Leistung verbraucht.

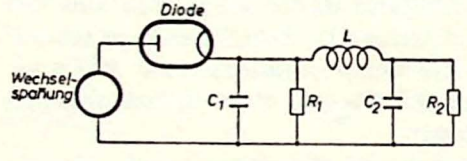


Abb. 72. Vollständiger Gleichrichter mit Siebkette

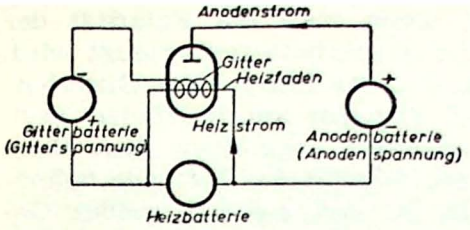


Abb. 73. Schaltung einer Röhre mit Heizfaden, Gitter und Anode (Gitter als Spirale angedeutet)

Wir haben nun in der Schaltung Abb. 72 einen vollständigen „Gleichrichter" vor uns, wie wir ihn in jedem Radiogerät, das aus einem Wechselstromnetz gespeist wird, anfinden. Solche Gleichrichter haben eine große praktische Bedeutung, wie wir später noch sehen werden.

3. Die Röhre mit Steuergitter

Nachdem wir nun Verhalten und Anwendung der Diode kennengelernt haben, gehen wir einen Schritt weiter. Wir sehen in Abb. 73 wiederum eine Röhre, die wie eine Diode einen Heizfaden und eine Anode enthält. Der Heizfaden ist jedoch etwas anders gezeichnet, um klar zu machen, daß er von einer dünnen Drahtspirale, dem sog. Gitter, umgeben ist. Die vom Heizfaden zur Anode fliegenden Elektronen müssen daher das Gitter passieren. Es kommt nun sehr darauf an, welche Polarität und welche Größe die zwischen Gitter und Heizfaden liegende Spannung hat. Ist die Spannung des Gitters negativ gegenüber dem Heizfaden, so befinden sich auf dem Gitter viel, auf dem Heizfaden jedoch wenig Elektronen. Wenn diese nun vom Heizfaden zur elektronenarmen Anode fliegen wollen, werden sie von den zahlreichen, auf dem Gitter befindlichen Elektronen zum größten Teil wieder zum Heizfaden zurückgestoßen. Es ist ähnlich wie in einem übervölkerten Land, das seine Grenzen gegenüber Neuankömmlingen hermetisch abriegelt. Nur einem kleinen Teil der Elektronen wird es gelingen, am Gitter vorbei zur Anode zu gelangen. Wenig Elektronen je Zeiteinheit bedeuten jedoch einen kleinen Strom. Daraus geht hervor, daß eine negative Gitterspannung den Anodenstrom einer Röhre ganz erheblich verkleinert. Macht man die Gitterspannung genügend groß, so kann man sogar erreichen, daß der Anodenstrom gänzlich verschwindet. Selbstverständlich kommt zwischen Gitter und Heizfaden überhaupt kein Strom zustande, solange das Gitter negativ gegenüber dem Heizfaden ist. Den Grund hierfür lernten wir schon kennen, als wir eine Röhre mit negativer Anodenspannung besprachen.

Die Sachlage ändert sich, wenn man die Polarität der „Gitterspannung", die von einer „Gitterbatterie" erzeugt wird, wechselt. Wir nehmen also an, daß der Pluspol der Gitterbatterie am Gitter, der Minuspol dagegen am Heizfaden liegt. Das Gitter wird nun elektronenarm gegenüber dem Heizfaden. Es zieht daher die in der Gegend der Kathode befindlichen Elektronen begierig an, so daß sie mit großer Geschwindigkeit in Richtung des Gitters fliegen. Dort haben sie bereits eine so große Geschwindigkeit erreicht, daß sie auf den Gitterdrähten gar nicht landen können, sondern mit großer Beschleunigung ihre Reise in Richtung zur Anode fortsetzen und von dieser schließlich aufgenommen werden. Es ist verständlich, daß nunmehr wesentlich mehr Elektronen zur Anode gelangen als bei negativem Gitter. Die Folge davon ist ein sehr starker Anodenstrom.

Wenn das Gitter positiv ist, fließt außer dem Anodenstrom auch ein sog. „Gitterstrom" vom Gitter zur Kathode, denn ein Teil der aus der Kathode strömenden Elektronen bleibt am Gitter hängen und wird von diesem begierig aufgenommen. Diese Elektronen werden natürlich wieder zum Heizfaden im äußeren Stromkreis zurücktransportiert, wodurch der Gitterstrom gebildet wird. Er ist um so größer, je größer die positive Spannung am Gitter gemacht wird.

Wir wollen nun die Folgen überlegen, die sich aus dem geschilderten Verhalten der Röhre ergeben. Zunächst einige Begriffsbestimmungen. Man nennt eine Röhre, die außer der Anode und dem Heizfaden ein Gitter enthält, „Eingitterröhre" oder „Triode". Das Gitter selbst heißt „Steuergitter", denn wir haben gesehen, daß man durch diese Elektrode den Anodenstrom in der Röhre beliebig beeinflussen, also „steuern" kann. Die Steuerwirkung des Gitters hat die große praktische Bedeutung der Elektronenröhre eigentlich erst begründet. Wir müssen nämlich bedenken, daß zur Steuerung beliebig großer Anodenströme nur Spannungen, jedoch keine Leistungen erforderlich sind. Das gilt allerdings nur so lange, als das Gitter negativ gegenüber der Kathode ist. Dann fließt nämlich im Gitterkreis kein Strom, weil die Elektronen das kalte Gitter nicht verlassen können. Wenn aber kein Strom fließt, wird auch keine Leistung verbraucht.

Der Anodenstrom folgt der Spannung am Gitter mit sehr großer Genauigkeit und, was besonders wichtig ist, absolut trägheitslos. Es ist daher ziemlich gleichgültig, wie schnell die

Spannungsänderung am Gitter vor sich geht. Wir können demnach das Gitter mit einer Wechselspannung von fast beliebiger Frequenz steuern und finden sämtliche Feinheiten der Gitterwechselspannungskurve im Anodenstrom wieder vor. Um das richtig zu verstehen, wollen wir zunächst die Kennlinie einer Eingitterröhre betrachten.

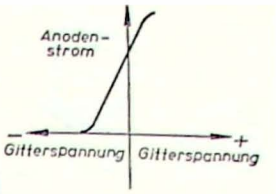


Abb. 74. Kennlinie einer Röhre nach Abb. 73

Bei Eingitterröhren interessiert in erster Linie die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung. Diese Abhängigkeit zeigt die in Abb. 74 wiedergegebene Kennlinie. Wir finden dort in senkrechter Richtung den Anodenstrom aufgetragen. Die waagrechten Achsen erstrecken sich links und rechts vom Nullpunkt. Zu der links vom Nullpunkt liegenden Achse gehören negative Gitterspannungen, zu der Achse rechts vom Nullpunkt dagegen positive Gitterspannungen. Die Kennlinie verläuft sowohl im Bereich links als auch im Bereich rechts von der senkrechten Achse. Wir sehen, daß die Kennlinie bei genügend großer negativer Gitterspannung mit der waagrechten Gitterspannungsachse zusammenfällt. Das bedeutet, daß der Anodenstrom bei dieser Spannung Null wird. Die Gitterspannung ist dann so groß, daß es keinem einzigen Elektron mehr gelingt, zur Anode hinüberzufliegen.

Machen wir die negative Gitterspannung allmählich kleiner, so steigt der Anodenstrom immer mehr an. Ist die Gitterspannung Null geworden und beginnt sie in positiver Richtung zu steigen, so setzt sich die Erhöhung des Anodenstromes fort. Wenn — was in der Praxis meist nicht der Fall ist — zu einer gleich großen Erhöhung der Gitterspannung eine ebenso regelmäßige Zunahme des Anodenstromes gehören würde, so wäre die Röhrenkennlinie absolut geradlinig. Verschiedene physikalische Gesetze, die mit dem Austritt der Elektronen in Zusammenhang stehen und das Verhalten der in Kathodennähe befindlichen Elektronenwolke bestimmen, bewirken jedoch eine gewisse Kennlinienkrümmung. Im allgemeinen ist nur der mittlere Teil der Röhrenkennlinie praktisch geradlinig. Der untere Teil dagegen verläuft meist etwas gekrümmt. Diese Tatsache ist zum Verständnis von gewissen Verzerrungen der Wiedergabe, auf die wir später noch zu sprechen kommen, von Bedeutung.

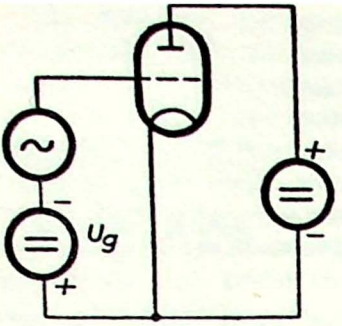


Abb. 75. Das Gitter wird mit einer Wechselspannung gesteuert

Wir wollen nun zusehen, wie sich der Anodenstrom beim Anlegen einer Wechselspannung zwischen Gitter und Kathode verhält. Zu diesem Zweck betrachten wir Abb. 75. Dort ist in schematischer Form die Schaltung dargestellt, wie man sie für die Steuerung des Anodenstromes durch eine Wechselspannung benötigt. Zunächst einiges zu dem Schaltbild selbst. Wir wollen den Heizkreis, also diejenige Anordnung, die für das Erhitzen des Glühfadens sorgt, in Zukunft weglassen, und den Heizfaden, der nur als Kathode interessiert, lediglich durch einen Halbkreis im Innern des Röhrenkolbens andeuten. Das war z. B. schon in den Abbildungen 67, 69, 71 und 72 der Fall. Die erforderlichen Stromquellen stellen wir in Zukunft nur noch durch einen Kreis dar, in den wir eine Wellenlinie (~) eintragen, wenn es sich um eine Wechselspannungsquelle handelt. Eine Stromquelle für Gleichspannung erhält ein Gleichheitszeichen: =. Die Abb. 75 zeigt also eine Röhre — das Gitter ist durch eine gestrichelte Linie angedeutet — in deren Gitterkreis sich zwei Spannungsquellen befinden. Die erste ist eine Gleichspannungsquelle. Würde die Wechselspannung fehlen, so wäre der Anodenstrom lediglich durch die Größe dieser Gleichspannung bestimmt. In den Kennlinien bedeutet das, daß die Röhre in einem ganz bestimmten Punkt, der zu der betreffenden Gitterspannung und dem daraus folgenden Anodenstrom gehört, arbeitet. Man spricht deshalb von einem „Arbeitspunkt". Die Gitter**gleich**spannung bestimmt also den Arbeitspunkt der Röhre und wird meistens „Gittervorspannung" genannt.

Wie das Schaltbild Abb. 75 zeigt, ist die Gittervorspannung mit der steuernden Gitterwechselspannung in Reihe geschaltet. Wenn die Spannungsquelle gerade eine solche Polarität hat, daß sich die Wechselspannung zur Gleichspannung addiert, dann ist am Gitter selbst die Summe aus Gleichspannung und Wechselspannung wirksam. Der Anodenstrom steigt daher entsprechend an. Dreht sich jedoch die Polarität um, so daß sich die Wechselspannung von der Gleichspannung subtrahiert, dann ist die am Gitter wirkende Gesamtspannung

entsprechend geringer. Das bedeutet ein Fallen des Anodenstromes. In Abb. 76 sind die eben besprochenen Verhältnisse eingezeichnet. Wir sehen dort die schon erörterte Kennlinie, in die ein Arbeitspunkt eingetragen ist. Die durch den Arbeitspunkt gehende waagrechte Linie (parallel zur Gitterspannungsachse) würde der Größe des Anodenstromes entsprechen, der dauernd fließen würde, wenn keine Wechselspannung vorhanden wäre. Diesen Strom nennt man Anodenruhestrom. Die steuernde Gitterwechselspannung ist unterhalb der Kennlinie angedeutet. Liegt ihre Amplitude rechts, so addiert sie sich zur Gittervorspannung. Es stellt sich dann ein höherer Anodenstrom ein, der durch den Punkt a auf der Kennlinie gegeben ist. Geht die Amplitude nach links, so wird die Gesamtspannung negativer. Dazu gehört der Punkt b auf der Kennlinie. Zwischen diesen beiden Extremwerten schwankt nun der Anodenstrom hin und her. Das ist in Abb. 76 durch die Sinuslinie rechts von der Kennlinie angedeutet. Wir sehen also, daß der Anodenstrom in seiner Form genau der steuernden Gitterwechselspannung entspricht.

Man kann den gesteuerten Anodenstrom als ein Gemisch aus einem reinen Gleichstrom und einem reinen Wechselstrom auffassen, genau so wie das bei einer pulsierenden Spannung möglich ist. Im Anodenkreis einer gesteuerten Röhre fließt also ein reiner Gleichstrom (Anodengleichstrom) und ein reiner Wechselstrom (Anodenwechselstrom). Diese Begriffe wollen wir uns gut merken, weil sie bei unseren späteren Betrachtungen immer wiederkehren.

Es wurde schon erwähnt, daß die Gitterwechselspannung eine fast beliebig hohe Frequenz haben kann. Diese Tatsache erklärt sich aus der nahezu völligen Trägheitslosigkeit der im Inneren der Röhre frei beweglichen Elektronen. Eine gewisse Trägheit besteht trotzdem, denn die Elektronen haben im Inneren des Glaskolbens keine unendlich große Geschwindigkeit. Dadurch können bei Frequenzen, die einen gewissen Wert übersteigen, bestimmte Störungen eintreten. Ist nämlich die von den Elektronen zum Durchlaufen der Strecke Kathode — Anode benötigte Zeit

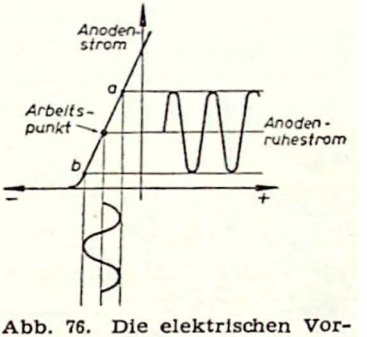


Abb. 76. Die elektrischen Vorgänge bei der Gittersteuerung

nicht mehr klein gegenüber der Dauer, die die Wechselspannung zum Durchlaufen einer vollen Periode benötigt, so kommen die Elektronen auf der Anode sozusagen zu spät an. Sie werden zunächst vom Gitter her beschleunigt, jedoch schon wieder verzögert, bevor sie die Anode endgültig erreicht haben. Dadurch werden sie auf ihrem Flug gewissermaßen irritiert, was dadurch zum Ausdruck kommt, daß die augenblickliche Größe des Anodenstroms nicht immer dem Wert der Gitterwechselspannung entspricht, der auf Grund der Kennlinie zu dem betreffenden Anodenstrom gehören müßte. Die Spannung ist sozusagen schneller als der Strom, der durch die irritierten Elektronen dargestellt wird. Daraus geht hervor, daß der Strom der Spannung ein wenig nacheilt. Wir wissen aus der allgemeinen Elektrotechnik, daß man in diesem Fall von einer Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung spricht. Merken wir uns also, daß beim Überschreiten einer gewissen Frequenz zwischen Anodenstrom und Gitterwechselspannung eine durch die Laufzeit der Elektronen bedingte Phasenverschiebung auftritt.

Wir haben nun das grundsätzliche Verhalten einer Eingitterröhre beim Anlegen einer Wechselspannung kennengelernt und sind daher in der Lage, eine zweite einfache Radioschaltung, nämlich das sog. Audion, zu verstehen. Davon soll jetzt die Rede sein.

4. Der Audionempfänger

Das Schaltbild des Audionempfängers ist in Abb. 77 gezeigt. Wir sehen dort die uns schon bekannte Antenne A und Erde E, ferner die Antennenankopplungsspule L. Auch der Schwingungskreis, der aus der Spule L_1 und dem Drehkondensator C besteht, ist uns bereits bekannt. Die Antennenenergie wird wie beim Detektorempfänger durch Kopplung zwischen den Spulen L und L_1 übertragen. Die Abstimmung auf den gewünschten Sender erfolgt durch richtiges Einstellen des Drehkondensators C. Wir erhalten demnach am Schwingungskreis eine aus-

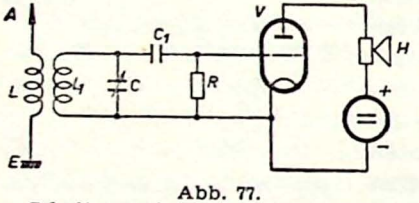


Abb. 77.
Schaltung eines Audionempfängers

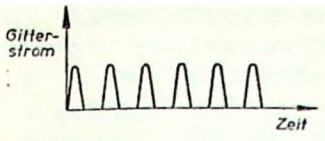


Abb. 78. Verlauf des Gitterstromes beim Audion

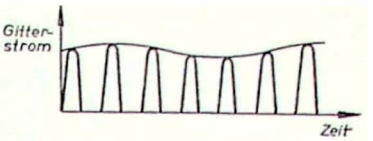


Abb. 79. Verlauf des Gitterstromes beim Audion bei einer modulierten Schwingung

gesiebte und gegenüber der Antenne stark vergrößerte Spannung, die zunächst demoduliert werden muß.

Die Hochfrequenzspannung gelangt über den Festkondensator C_1 auf das Steuergitter der Elektronenröhre V. Steuergitter und Kathode sind durch einen Widerstand R verbunden. Nachdem zwischen Gitter und Kathode keine Gleichspannung besteht, ist die am Gitter wirksame Spannung so lange Null, als keine Wechselspannung vorhanden ist. Wird dagegen über den Kondensator C_1 die Spannung am Schwingungskreis wirksam, so wird das Steuergitter bei positiven Halbwellen der Gitterwechselspannung positiv, bei negativen Halbwellen dagegen negativ. Daraus ergibt sich, daß während der positiven Halbwellen ein Gitterstrom fließt, während der negativen Halbwellen dagegen nicht. Demnach erhalten wir bei einer unmodulierten Wechselspannung lauter gleichförmige Gitterstromstöße, wie das in Abb. 78 in einer Kennlinie angedeutet ist. Haben wir dagegen eine modulierte Wechselspannung, so kommt die Modulation natürlich in der jeweiligen Größe des Gitterstromstoßes zum Ausdruck. Diese Tatsache ist in Abb. 79 zeichnerisch dargestellt. Vergleichen wir diese Abbildung mit der Darstellung nach Abb. 52, so sehen wir, daß beide Bilder übereinstimmen. Wir haben wieder eine gegenüber dem Nullpunkt auftretende Schwankung des Gitterstromes im Rhythmus der Modulationsfrequenz. Die Demodulation wird daher beim Audion bereits im Gitterkreis vollzogen, was man sich gut merken muß. Der Gitterstrom fließt natürlich durch den Widerstand R der Abb. 77, so daß an diesem eine Spannung auftritt, deren Verlauf genau dem Stromverlauf der Abb. 79 entspricht.

Um die Bedeutung des Kondensators C und des Widerstandes R noch besser zu verstehen, wollen wir Abb. 80 betrachten. Dort sehen wir nochmals den Gitterkreis des Audions. Was würde wohl eintreten, wenn der Widerstand R nicht vorhanden wäre? Immer dann, wenn die

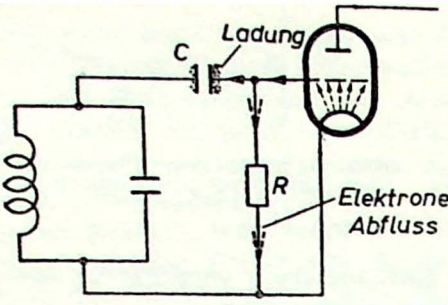


Abb. 80. Zur Wirkungsweise des Audion-Kondensators

positive Halbwelle der Gitterspannung wirkt, fließen Elektronen von der Kathode auf das Gitter. Bei fehlendem Widerstand R würden sie sich auf der rechten Platte von C ansammeln (ausgezogener Pfeil), weil sie ja nirgends abfließen können. Demnach wird die rechte Kondensatorplatte sehr bald negativ gegenüber der linken werden, denn sie bekommt ja viel mehr Elektronen. Die linke Platte steht jedoch über die praktisch widerstandslose Spule des Schwingungskreises mit der Kathode in Verbindung, die rechte dagegen unmittelbar mit dem Gitter. Folglich liegt zwischen Gitter und Kathode eine Gleichspannung, eine negative Gittervorspannung, die das Gitter immer negativer machen und schließlich den Anodenstrom gänzlich zum Verschwinden bringen würde. Das verhindert jedoch der Widerstand R. Er läßt während der negativen Halbwellen immer wieder einen Teil der Elektronen zur Kathode abfließen und sorgt somit dafür, daß die Spannung am Kondensator C nicht unzulässig groß werden kann. Demnach bildet sich eine Gittervorspannung von tragbarer Höhe, die vor allem durch den Widerstand R bestimmt ist.

Nun könnte man auf den Gedanken kommen und fragen, ob der Kondensator C denn überhaupt erforderlich ist. Die Beantwortung dieser Frage ist sehr einfach. Würden wir ihn durch ein Stück Draht ersetzen, so wären Gitter und Kathode über die für Niederfrequenz praktisch widerstandslose Spule miteinander verbunden, also kurzgeschlossen. Folglich könnte sich überhaupt keine Niederfrequenzspannung zwischen Gitter und Kathode ausbilden, so daß eine Demodulation nicht möglich wäre. Deshalb darf der Kondensator C keineswegs fehlen.

Wie Abb. 77 zeigt, liegt die demodulierte Spannung zwischen Gitter und Kathode. Infolgedessen steuert sie selbstverständlich auch den Anodenstrom der Röhre. Wir haben gehört, daß der Anodenstrom genau den Schwankungen der Gitterspannung folgt. Legen wir daher in den Anodenkreis ein akustisches Wiedergabeorgan, z. B. einen Kopfhörer, so werden in diesem die der Niederfrequenz entsprechenden

Schallschwingungen hörbar werden. Das ist die ganze Wirkungsweise des Audions, die man leicht verstehen kann, wenn man das Verhalten der Einzelteile genau kennt.

Welche elektrischen Werte müssen nun die Einzelorgane haben? Die Bemessung der Antennenspule und des Schwingungskreises unterscheidet sich natürlich in keiner Weise von der Bemessung der entsprechenden Teile in einer Detektorschaltung. Der Kondensator C_1 darf eine bestimmte Größe weder über- noch unterschreiten. Wenn wir das Schaltbild genau betrachten, so sehen wir, daß dieser Kondensator für die Niederfrequenz dem Widerstand R praktisch parallel geschaltet ist. Der induktive Widerstand der Spule L_1 ist nämlich für die Niederfrequenz so klein, daß man ihn vernachlässigen kann. Infolgedessen verhält sich die Schaltung Abb. 77 so, als ob das linke Ende des Kondensators C_1 mit dem unteren Ende des Widerstandes R verbunden wäre. Nachdem die oberen Enden von C_1 und R ohnehin miteinander in Verbindung stehen, liegt der Kondensator C_1 praktisch parallel zum Widerstand R. Ist die Kapazität des Kondensators zu groß, so wird sein Wechselstromwiderstand (s. S. 39) für die in der Modulation enthaltenen hohen Töne bereits recht klein. Er schließt daher die an R liegende Tonfrequenzspannung mehr oder weniger stark kurz. Nachdem die hohen Töne stärker als die tiefen belastet werden, bekommen wir eine unnatürliche Schallwiedergabe, die zu dunkel klingt, weil die hohen Frequenzen gegenüber den tiefen benachteiligt werden. Aus diesem Grunde muß man den Kondensator C_1 so wählen, daß er zwar die Hochfrequenzschwingungen ohne weiteres durchläßt, dagegen für die Niederfrequenzschwingungen einen Widerstand hat, der immer noch groß gegenüber R ist. Das trifft zu, wenn der Kondensator eine Kapazität hat, die nicht nennenswert über 300 Picofarad liegt.

Es gibt aber auch eine untere Grenze für diese Kapazität. Wir müssen uns nämlich vorstellen, daß die in der Röhre enthaltene Gitterspirale zusammen mit der Kathode einen kleinen Kondensator bildet, der eine Kapazität von ungefähr 10 Picofarad aufweist. Würde der Kondensator C_1 ebenfalls diese Größe haben, so wären die Hochfrequenzwiderstände beider Kondensatoren gleich groß. Nach den für Reihenschaltungen gültigen Gesetzen würde dann die Hälfte der Hochfrequenzspannung auf C_1, die andere Hälfte dagegen auf die

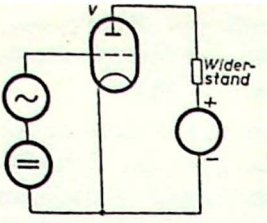


Abb. 81. Zum Verständnis der Verstärkung bei einer Elektronenröhre

Strecke Gitter—Kathode treffen. Demnach käme nur die halbe Hochfrequenzspannung zur Demodulation, was natürlich die Empfindlichkeit des Empfängers stark herabsetzen würde. Man soll daher die Kapazität C_1 nicht wesentlich kleiner als 100 Picofarad machen. In diesem Fall geht zwar immer noch $^1/_{10}$ der Hochfrequenzspannung verloren, was jedoch kaum ins Gewicht fällt.

Nun zum Wert des Widerstandes R. Er muß vor allem groß genug sein, um bei gegebenem Gitterstrom einen ausreichenden Spannungsabfall zu liefern. Er muß auch groß gegenüber dem Widerstand der Strecke Gitter—Kathode sein. Man betrachtet nämlich eine Röhre im allgemeinen als Widerstand, dessen Wert durch die an den betreffenden Elektroden liegende Spannung und den zugehörigen Elektrodenstrom bestimmt ist. In unserem Fall ist z. B. der Widerstand zwischen Gitter und Kathode durch die Gitterwechselspannung und den daraus entstehenden Gitterstrom bestimmt. Im allgemeinen liegt dieser Widerstand bei der Audionschaltung etwa bei 10 000 Ohm. Damit am Gitter die volle Niederfrequenzspannung zur Geltung kommt, muß man R groß gegenüber dem Widerstand zwischen Gitter und Kathode machen. Deshalb wählt man Werte, die etwa 100 000 bis 500 000 Ohm betragen.

Über die Beschaffenheit der Hörer werden wir später in einem besonderen Kapitel sprechen. Wir sehen jetzt, daß für die Bemessung einer Audionschaltung ganz bestimmte Richtlinien gelten, die sich auf Grund der Wirkungsweise der Gesamtschaltung leicht erklären lassen.

5. Die Verstärkerwirkung der Eingitterröhre

Eine Eingitterröhre kann nicht nur zur Demodulation von Hochfrequenzschwingungen verwendet werden, sondern hat eine noch wesentlich größere Bedeutung für die Verstärkung kleiner Spannungen. Gerade diese Eigenschaft hat die Elektronenröhre eigentlich erst unentbehrlich gemacht. Es macht nämlich heute nicht die geringsten Schwierigkeiten, fast beliebig kleine Spannungen auf wesentlich größere Werte heraufzusetzen.

Wir betrachten Abb. 81. Dort sehen wir eine Eingitterröhre V, in deren Gitterkreis wie in Abb. 75 eine Wechselstrom- und eine Gleichstromquelle liegen. Außerdem ist eine Stromquelle für die Anodenspannung vorgesehen. Im Anodenkreis finden wir einen zusätzlichen Widerstand, der vom Anodenstrom durchflossen wird.

Wir wollen annehmen, die Wechselspannung im Gitterkreis sei sehr klein. Wenn wir nun eine Röhre haben, bei der bereits kleine Änderungen der Gitterspannung große Änderungen des Anodenstroms hervorrufen, so werden diese Anodenstromänderungen an dem im Anodenkreis liegenden Widerstand auch entsprechend große Spannungsänderungen erzeugen. Wird das Gitter der Röhre nicht gesteuert, so liegt an dem Widerstand nur eine reine Gleichspannung, die durch die Größe des Widerstandes und den Anodengleichstrom bestimmt ist. Kommt am Gitter der Röhre dagegen eine Wechselspannung zur Auswirkung, so wird die Spannung am Anodenwiderstand bei der negativen Halbwelle klein, bei der positiven Halbwelle dagegen groß, denn die Spannung am Widerstand verhält sich genau wie der Anodenstrom. Es leuchtet ein, daß auf diese Weise eine pulsierende Spannung entsteht, die man sich — wie wir schon gehört haben — in eine reine Gleichspannung und in eine reine Wechselspannung zerlegt denken kann. Der Wechselspannungsanteil kann natürlich, wie man leicht einsieht, wesentlich größer sein als die Steuerspannung am Gitter. Es kommt nur darauf an, durch die Gitterwechselspannung eine möglichst große Anodenstromänderung hervorzurufen. Außerdem muß der Anodenwiderstand ziemlich groß sein, damit der schwankende Anodenstrom auch eine entsprechend große Wechselspannung erzeugen kann.

Wie muß nun die Kennlinie einer Elektronenröhre beschaffen sein, damit die Verstärkung der Gitterwechselspannung möglichst groß ist? Wir können das leicht an Hand der Abb. 82 übersehen. Dort sind zwei Röhrenkennlinien eingetragen, von denen die eine verhältnismäßig flach, die andere dagegen steiler verläuft. Der Arbeitspunkt der Röhre ist eingetragen, ebenso die steuernde Gitterwechselspannung, die einmal zu großen, ein anderes Mal zu kleinen Anodenströmen Anlaß gibt. Betrachten wir zunächst die Wirkung der Gitterspannung auf die Röhre mit der steilen Kennlinie. Die Aus-

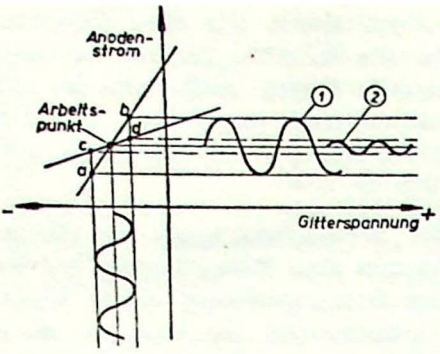


Abb. 82. Einfluß der Kennliniensteilheit auf die Verstärkung

steuerung führt zu zwei Punkten a und b auf der Kennlinie, die für den Höchstwert und den Kleinstwert des Anodenstromes maßgebend sind. Wir erhalten infolgedessen genau so wie in Abb. 76 einen Anodenwechselstrom, der durch die Kurve 1 dargestellt ist.

Wir verwenden nun dieselbe Gitterwechselspannung zur Aussteuerung der Röhre mit der flachen Kennlinie. Auch hierfür gibt es wieder zwei Punkte c und d, durch welche die maximale Anodenstromschwankung begrenzt ist. Die zugehörige Kurve des Anodenwechselstromes (2) ist jetzt wesentlich kleiner. Aus diesen Betrachtungen ergibt sich ohne weiteres, daß wir einen um so größeren Anodenwechselstrom bekommen, je steiler die Kennlinie der verwendeten Röhre ist. Diese Tatsache ist so wichtig, daß man die „Steilheit" der Röhren in einem bestimmten Maß zum Ausdruck bringt. Man versteht unter Röhrensteilheit diejenige Anodenstromänderung in Milliampere, die von einer Gitterspannungsänderung von 1 Volt hervorgerufen wird. Beträgt die Steilheit z. B. 10 Milliampere pro Volt, so bedeutet das, daß sich der Anodenstrom der betreffenden Röhre bei einer Änderung der Gitterspannung um 1 Volt um 10 Milliampere ändert. Das ist eine ebenso einfache wie wichtige Definition.

Nachdem der Anodenwechselstrom die Größe der Anodenwechselspannung unmittelbar bestimmt, ist auch die Anodenwechselspannung um so größer, je größer die Röhrensteilheit ist. Wir erkennen, daß zur Erzeugung einer möglichst großen Anodenwechselspannung bei gegebener Gitterwechselspannung nicht nur die Größe des Außenwiderstandes, sondern auch die Röhrensteilheit von Bedeutung ist.

Was versteht man unter der „Verstärkung" einer Röhre? Die Verstärkung wird einfach als das Verhältnis zwischen Anodenwechselspannung und Gitterwechselspannung bezeichnet. Das ist ohne weiteres einleuchtend, denn je größer die Anodenwechselspannung und je kleiner die Gitterwechselspannung sind, um so größer ist auch die mit der betreffen-

den Röhre erzeugte Verstärkung. Ein kleines Beispiel: Die Anodenwechselspannung soll 100 Volt, die Gitterwechselspannung 1 Volt betragen. Dann bekommen wir eine Verstärkung von 100 : 1 = 100.

Man kann sich auch auf andere Weise von der Verstärkerwirkung der Röhre ein klares Bild machen. Nehmen wir z. B. an, die Wechselspannung liege in der Schaltung Abb. 81 im Anodenkreis. Sie wird auch dort zu einer gewissen Schwankung des Anodenstroms und damit zu einer Anodenwechselspannung führen. Legen wir die gleiche Spannung nunmehr in den Gitterkreis, so macht sich die Wirkung der Steuerspannung auf den Anodenstrom wesentlich stärker bemerkbar. Hätte die Spannung am Gitter dieselbe Wirkung auf den Anodenstrom wie im Anodenkreis selbst, so könnten wir die Röhre ohne weiteres entbehren, weil sie überhaupt keine Verstärkung liefern würde. Es kommt also darauf an, daß die Wirkung der Gitterspannung auf den Anodenstrom wesentlich stärker ist als die Wirkung einer gleichgroßen Spannung im Anodenkreis. Je größer die Unterschiede in der Wirkung von Gitter und Anode sind, um so mehr wird die Röhre verstärken. Bei guten Röhren soll nach Möglichkeit nur das Gitter an der Steuerung des Anodenstroms beteiligt sein. Dann hat die Anode nur noch wenig Einfluß auf den Elektronenstrom, „greift" also gewissermaßen nur sehr gering durch das Gitter auf die Kathode durch. Man sagt dann, die Röhre hat einen kleinen „Durchgriff". Je kleiner dieser also ist, um so größer ist die Verstärkung. Man gibt den Durchgriff gewöhnlich in Prozenten an. Haben wir eine Röhre mit einem Durchgriff von 100 Prozent, so heißt das, daß der Anodenkreis genau so stark an der Steuerung des Anodenstroms beteiligt ist wie der Gitterkreis. Die Röhre verstärkt in diesem Fall überhaupt nicht. Hätte die Röhre einen Durchgriff von 0 Prozent, so würde bereits eine unendlich kleine Gitterwechselspannung genügen, um eine Steuerung des Anodenstroms hervorzurufen. Eine solche Röhre hätte eine unendlich große Verstärkung. Das gibt es natürlich in der Praxis nicht. Der reziproke Wert des Durchgriffes heißt „Verstärkungsfaktor", weil er ein direktes Maß für die Verstärkung ist. Damit arbeitet man heute vorzugsweise.

Wir wissen nun, was wir unter den Begriffen Steilheit und Durchgriff zu verstehen haben und wie sich diese beiden

Werte auf die Verstärkung einer Röhre auswirken. Es bleibt noch eine dritte wichtige Röhrengröße zu erörtern, mit der man in der Radiotechnik oft umzugehen hat. Das ist der Innenwiderstand.

Am einfachsten wäre es, als Innenwiderstand nach dem Ohmschen Gesetz das Verhältnis zwischen der Anodengleichspannung und dem Anodengleichstrom zu bezeichnen. Würden z. B. an der Röhre 100 Volt Anodenspannung liegen und ein Anodenstrom von 1 Milliampere fließen, so bekämen wir einen Widerstand von 100 : 0,001 = 100 000 Ohm. Diese Rechnung würde ohne weiteres stimmen, wenn wir mit vollkommen geradlinigen Kennlinien rechnen könnten. Wir hörten, daß das in der Praxis keineswegs zutrifft. Deshalb muß man den Innenwiderstand einer Röhre anders definieren.

Um die Verhältnisse richtig zu verstehen, wollen wir das in Abb. 83 gezeichnete Kennlinienbild betrachten. Es handelt sich dabei nicht um die uns bisher geläufige Darstellung der Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung, sondern in dieser Kennlinie ist der Verlauf des Anodenstroms in Abhängigkeit von der Anodenspannung dargestellt. Wäre die Kennlinie vollkommen gerade, so würde einer Erhöhung der Anodenspannung um gleichmäßige Beträge eine ebenso gleichmäßige Anodenstromzunahme entsprechen. Nur in diesem Fall wäre die oben erwähnte Berechnung des Innenwiderstandes aus Anodengleichspannung und Anodengleichstrom berechtigt. Die in Abb. 83 gezeichnete gekrümmte Kennlinie liefert jedoch in jedem Kennlinienpunkt verschiedene Werte des Innenwiderstandes. Greifen wir z. B. am Anfang der Kennlinie ein kleines Stück heraus, zu dem die Anodenspannungsdifferenz a gehören soll, so entspricht diesem Wert eine Stromdifferenz b. Teilt man a durch b, so erhält man nach dem Ohmschen Gesetz einen bestimmten Innenwiderstand. Wenn wir nun an einer anderen Stelle der Kennlinie wieder ein kleines Stück herausgreifen, zu dem eine ungefähr ebenso große Spannungsdifferenz c gehören soll, so erhalten wir eine Stromdifferenz d, die jetzt jedoch erheblich kleiner ist. Das würde einen wesentlich größeren Widerstand bedeu-

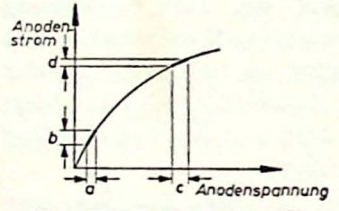


Abb. 83. Zum Verständnis des Röhren-Innenwiderstandes

ten. Abb. 83 zeigt deutlich, daß für den Widerstand die Neigung der Kennlinie maßgebend ist. Je steiler die Kennlinie verläuft, um so kleiner ist offenbar der Innenwiderstand, denn eine Spannungsschwankung um den Betrag a löst eine wesentlich größere Stromschwankung b aus als dort, wo einer Spannungsschwankung c eine wesentlich kleinere Stromschwankung d entspricht. Wenn man also den Innenwiderstand einer Röhre betrachtet, muß man gleichzeitig angeben, zu welchem Kennlinienpunkt dieser Widerstand gehört. Der Röhren-Innenwiderstand ist demnach keineswegs eine konstante Größe wie z. B. der Widerstandswert eines käuflichen Festwiderstandes, sondern hängt sehr stark von den Betriebsbedingungen ab, unter denen die Röhre arbeiten muß. Im Fall der Abb. 83 z. B. wird der Innenwiderstand mit zunehmender Anodenspannung immer größer, weil dann die Kennlinie flacher verläuft.

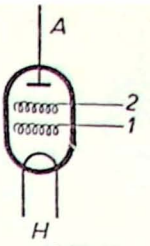


Abb. 84. Doppelgitterröhre (Gitter als Spiralen dargestellt).

6. Röhren mit mehreren Gittern

Die schnell fortschreitende Entwicklung der Elektronenröhrentechnik hat schon frühzeitig zur Schaffung von Röhren mit mehreren Gittern geführt. Die älteste Ausführung war wohl die sogenannte Doppelgitterröhre nach Abb. 84. Wir sehen dort in schematischer Darstellung einen Röhrenkolben, der außer dem Heizfaden und der Anode zwei Gitter I und II enthält. Das Gitter II ist das uns schon bekannte Steuergitter, über dessen Wirkungsweise wir daher weiter nicht zu sprechen brauchen. Das Gitter I führt den Namen Raumladegitter. Es ist der Kathode, also dem Heizfaden, am stärksten benachbart und erhält eine Spannung, die um wenige Volt positiver als die der Kathode ist. Seine Aufgabe ist es, die um die Kathode schwebende Elektronenwolke ein wenig aufzulockern. Es ist dazu fähig, weil es infolge seiner positiven Spannung die Elektronen aus der unmittelbaren Nachbarschaft der Kathode etwas zu sich hinzieht. Durch diese Auflockerung wird den Elektronen der „Abflug“ zur Anode leichter gemacht. Man braucht daher für einen bestimmten Anodenstrom wesentlich weniger Anodenspannung als bei einer gewöhnlichen Eingitterröhre.

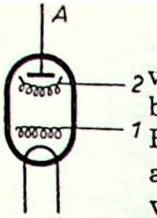


Abb. 85. Röhre mit Schirmgitter (Gitter als Spiralen dargestellt)

Die beschriebenen Doppelgitterröhren wurden vor etwa 30 Jahren gern für billige und leicht tragbare kleine Reiseempfänger verwendet. Tragbare Empfänger müssen, wie wir später hören werden, aus Batterien betrieben werden. Diese Batterien werden um so schwerer, je höher ihre Spannung ist. Wenn die Röhren daher nur wenig Anodenspannung brauchen, kommt man mit verhältnismäßig leichten Batterien aus. Heute haben Doppelgitterröhren nur noch für Spezialzwecke Interesse.

Die Einführung der sogenannten Schirmgitterröhre bedeutete einen ganz gewaltigen Fortschritt in der Röhrentechnik. Auch eine Schirmgitterröhre hat außer Anode und Heizfaden zwei Gitter. Das Steuergitter ist dem Heizfaden unmittelbar benachbart. Die Anode dagegen ist von dem zweiten Gitter, dem sogenannten Schirmgitter, eng umgeben. Die schematische Darstellung sehen wir in Abb. 85. Das Schirmgitter soll vor allem ein zu starkes Durchgreifen des Steuergitters zur Anode verhindern. Wir hörten schon auf Seite 125, daß sich Röhren mit kleinem Durchgriff besonders gut für Verstärkungszwecke eignen. Die Schirmgitterröhre trägt der Forderung nach einem kleinen Durchgriff in hohem Maße Rechnung. Infolgedessen liefern die Schirmgitterröhren eine besonders große Verstärkung (siehe auch Seite 196!).

Man erkannte bald, daß der große Vorteil des Schirmgitters mit einem erheblichen Nachteil erkauft werden muß. Stellen wir uns einmal das Verhalten der Elektronen vor, wenn sie den Raum zwischen Heizfaden und Anode einer Schirmgitterröhre passieren müssen. Damit die Elektronen auf ihrem Weg zur Anode nicht aufgehalten werden, muß man dem Schirmgitter nach Abb. 86 eine positive Spannung erteilen, die dafür sorgt, daß die Elektronen in Richtung zur Anode hingezogen werden. Sie fliegen nun mit großer Geschwindigkeit auf die Anode zu und prallen dort mit großer Wucht auf. Bei diesem Aufprall kann es vorkommen, daß aus der betreffenden Stelle der Anode neue Elektronen, die man Sekundärelektronen nennt, herausgeschlagen werden. Die

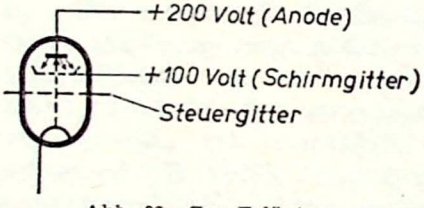


Abb. 86. Zur Erläuterung der Sekundäremission

Wucht des Aufpralls ist so heftig, daß z. B. ein aus der Kathode stammendes Elektron, ein „Primärelektron", imstande ist, zwei oder drei Sekundärelektronen aus der Anode zu schlagen. Diese Sekundärelektronen gelangen nun in die Nähe des Schirmgitters und werden von diesem aufgenommen, weil es wegen seiner positiven Spannung elektronenarm ist.

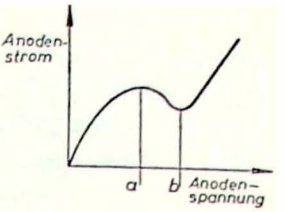


Abb. 87. Kennlinie einer Schirmgitterröhre

Wie wirkt sich diese Erscheinung auf das Verhalten der Röhre aus? Elektronen je Zeiteinheit bedeuten Strom. Wenn nun die Anode je Zeiteinheit mehr Elektronen verliert, als ihr zugeführt werden, so entspricht das letzten Endes einer Verringerung des Anodenstroms. Die Erscheinung der Sekundäremission, wie man das Auftreten von Sekundärelektronen nennt, setzt erst bei größeren Anodenspannungen ein, weil die Elektronengeschwindigkeit von der Anodenspannung abhängt und erst bei einer gewissen Mindest-Anodenspannung so groß wird, daß die Elektronen bei ihrem Aufprall auf die Anode genügend Kraft zur Erzeugung von Sekundärelektronen besitzen.

Auf Grund der vorstehenden Überlegungen ist uns jetzt die etwas sonderbare Form der Kennlinie einer Schirmgitterröhre nach Abb. 87 verständlich. Wir sehen dort den Anodenstrom einer solchen Röhre in Abhängigkeit von der Anodenspannung aufgetragen. Bis zu einer bestimmten Anodenspannung, die durch den Wert a gekennzeichnet ist, verläuft die Kennlinie vollkommen normal. Die Elektronen besitzen bis zu dieser Spannung noch nicht genügend Kraft, um Sekundärelektronen zu erzeugen. Steigt die Anodenspannung über den Wert a hinaus, so tritt Sekundäremission auf. Die Folge davon ist, daß nunmehr der Anodenstrom trotz zunehmender Anodenspannung zu fallen beginnt. Man spricht dann von einer „fallenden Kennlinie", die in der Radiotechnik eine ganz besondere Bedeutung hat.

Hat die Anodenspannung den Wert b erreicht, so beginnt der Anodenstrom wieder zu steigen. Es gelangen dann so viele Elektronen von der Kathode zur Anode, daß der Verlust an Sekundärelektronen praktisch keine Rolle mehr spielt. Die Kennlinie verläuft nun bis zu den höchsten Anodenspannungen in der gewohnten Form weiter.

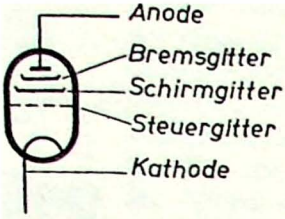


Abb. 88. Schaltzeichen für eine Pentode

Es bedarf keiner näheren Erörterung, um zu zeigen, daß derartig krumme Kennlinien für praktische Zwecke nicht brauchbar sind. Legt man an eine solche Röhre eine Steuerwechselspannung, so ergibt sich bei ungünstigen Betriebsbedingungen nicht mehr die gewünschte Anodenstromänderung, sondern die Steuerung gehorcht abweichenden Gesetzen. Was man jedoch haben will, ist eine naturgetreue Verstärkung.

Die störenden Sekundärelektronen lassen sich nun glücklicherweise durch die Einführung eines zusätzlichen dritten Gitters in ihrer Auswirkung beseitigen. Man kommt dann zu einer Röhrenform, die schematisch in Abb. 88 wiedergegeben ist. Auf die Kathode folgen das schon bekannte Steuergitter und das Schirmgitter. Zwischen Schirmgitter und Anode liegt nun eine weitere Elektrode, die Bremsgitter genannt wird. Dieses Bremsgitter liegt zum Unterschied vom Schirmgitter auf derselben Spannung wie die Kathode, ist also gegenüber der Anode sehr elektronenreich. Treten bei einer bestimmten Anodenspannung Sekundärelektronen auf, so können sie nicht zum Schirmgitter zurück, weil sie vom Bremsgitter wegen der negativen Spannung zurückgestoßen werden. Sie müssen daher zur Anode zurückkehren und werden von dieser auch ohne weiteres aufgenommen, weil ihre Geschwindigkeit sich inzwischen stark verringert hat. Das neue Gitter bremst also gewissermaßen die Geschwindigkeit der Sekundärelektronen ab, woraus sich der Name Bremsgitter erklärt.

Eine Röhre mit Bremsgitter verfügt insgesamt über fünf verschiedene Elektroden, die Kathode, das Steuergitter, das Schirmgitter, das Bremsgitter und die Anode. Man spricht daher von einer Fünfpolröhre oder einer P e n t o d e. Diese Röhrenform hat sich in der Praxis außerordentlich bewährt, weil sie die Vorteile des Schirmgitters, nicht aber dessen Nachteile aufweist. Pentoden finden wir heute in allen modernen Rundfunkempfängern ebenso wie in kommerziellen Nachrichtengeräten und Sendern.

Die Kennlinien von Pentoden unterscheiden sich von den Kennlinien gewöhnlicher Eingitterröhren ganz beträchtlich. In Abb. 89 sehen wir zunächst den typischen Verlauf von

Anodenspannungs - Anodenstrom-kennlinien einer Eingitterröhre. Sie sind anfänglich flach, um später steil zu verlaufen. Es sind insgesamt 5 Kennlinien eingetragen, die sich dadurch voneinander unterscheiden, daß zu jeder Kennlinie eine bestimmte Gittervorspannung gehört. Kennlinie 1 gilt für eine verhältnismäßig kleine, Kennlinie 5 dagegen für eine verhältnismäßig große negative Gittervorspannung. Das ist ohne weiteres verständlich, wenn man das Verhalten des Anodenstroms bei einer bestimmten Anodenspannung, die wir mit a bezeichnen wollen, betrachtet. Wir sehen deutlich, daß bei dieser Anodenspannung zur Kennlinie 1 ein wesentlich größerer Anodenstrom gehört als zur Kennlinie 5. Daraus geht hervor, daß Kennlinie 1 für eine wesentlich kleinere negative Gitterspannung gilt als Kennlinie 5.

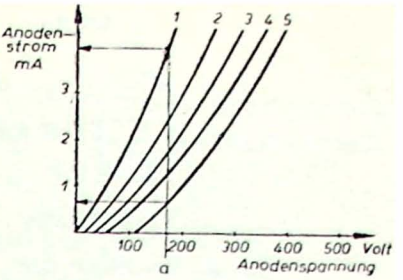


Abb. 89.
Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinie einer Triode

Wie wir sehen, ist die Steilheit aller Kennlinien in Abb. 89 verhältnismäßig groß. Die Innenwiderstände solcher Röhren haben daher ziemlich kleine Werte. Die Pentoden, deren Kennlinien in Abb. 90 dargestellt sind, verhalten sich grundsätzlich anders. Sie verlaufen bei kleinen Anodenspannungen relativ steil, um mit zunehmender Anodenspannung immer flacher zu werden. Eine flache Kennlinie bedeutet jedoch nach unseren früheren Ausführungen einen großen Innenwiderstand. Wir können daher bei einer Pentode die Anodenspannung in verhältnismäßig weiten Grenzen ändern, ohne daß deshalb der Anodenstrom stärkere Schwankungen zeigt. Auch daraus geht übrigens hervor, daß eine Pentode besonders gut verstärkt. Der Anodenkreis hat nämlich praktisch keinen Einfluß auf Änderungen des Anodenstroms, während eine Gitterspannungsänderung zu beträchtlichen Anodenstromschwankungen führen kann. So soll sich z. B. jede Kennlinie in Abb. 90 nur durch 1 Volt

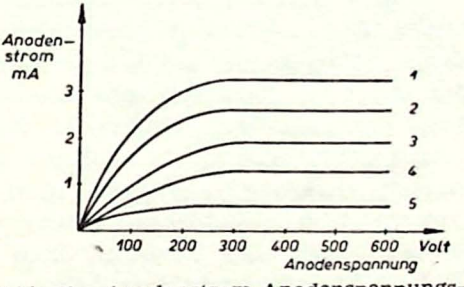


Abb. 90. Anodenstrom-Anodenspannungs-Kennlinie einer Pentode

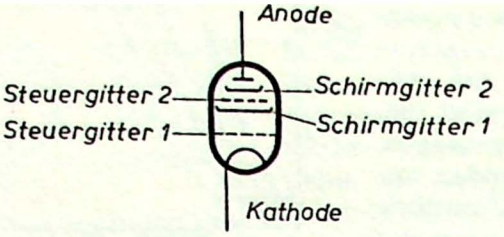


Abb. 91. Schaltzeichen einer Sechspolröhre (Hexode)

Gitterspannung unterscheiden. Der Sprung von einer Kennlinie zur anderen macht aber in bezug auf den Anodenstrom sehr viel aus. Während Anodenspannungsänderungen bis zu 100 Volt überhaupt keinen Einfluß auf den Anodenstrom haben, spielt eine Änderung von Bruchteilen eines Volt am Gitter schon eine große Rolle.

In manchen Radioschaltungen steht man vor der Aufgabe, eine einzige Röhre durch zwei verschiedene Spannungen zu steuern. Bei den bekannten Überlagerungsempfängern („Super") ist das z. B. der Fall. Man braucht dann Röhren, deren Anodenstrom durch zwei voneinander unabhängige Gitter gesteuert werden kann. Eine solche Röhre sehen wir in Abb. 91. Auf die Kathode folgt das Steuergitter 1, dem man die erste steuernde Wechselspannung zuführt. Damit es das Steuergitter 2 nicht beeinflussen kann, ist zwischen diesem und dem ersten Steuergitter ein Schirmgitter 1 angebracht. Auf das zweite Steuergitter folgt das Schirmgitter 2, das im wesentlichen zur Erhöhung des Innenwiderstandes der Röhre dient. Erst dann folgt die Anode. Wir haben also eine Röhre mit vier Gittern vor uns, deren Aufbau bereits recht kompliziert ist. Insgesamt sind 6 Elektroden vorhanden, weshalb man von einer Sechspolröhre oder einer H e x o d e spricht. Die besondere Bedeutung dieser Röhre werden wir bei Besprechung der Radioschaltungen noch näher erkennen.

Außer den bis jetzt behandelten Röhren gibt es noch solche, die mehrere Röhrensysteme in einem Glaskolben enthalten. Man nennt sie V e r b u n d r ö h r e n. Sie ermöglichen den Bau von räumlich sehr kleinen Radioempfängern. Außerdem kommen die einzelnen Röhrensysteme meistens mit einem gemeinsamen Heizfaden aus, so daß man weniger Heizleistung braucht, als wenn man für jedes System eine getrennte Röhre vorsehen würde. Grundsätzliche Neuigkeiten bietet jedoch eine Verbundröhre nicht. In den Abb. 2 und 3, Tafel VII, sehen wir Ansichten moderner Röhren.

7. Direkte Heizung und indirekte Heizung

Bisher war immer nur von einem glühenden Heizfaden die Rede, der Elektronen aussendet. Die ersten Rundfunkröhren waren auch tatsächlich so aufgebaut. Heizfaden und Kathode sind hier ein und dasselbe, d. h. der Glühfaden sorgt einerseits für die erforderliche hohe Temperatur, anderseits wirkt er als Elektronenlieferant. Eine solche Anordnung hat jedoch erhebliche Nachteile. Um die Heizleistung nicht zu groß werden zu lassen, muß man sehr dünne Drähte verwenden, die bereits durch einen verhältnismäßig schwachen Strom zum Glühen gebracht werden können. Schwache Heizdrähte brennen jedoch bei der geringsten Überlastung leicht durch. Sie können außerdem nur mit reinem Gleichstrom geheizt werden; bei Wechselstrom würde die Temperatur des Fadens im Rhythmus der Netzfrequenz schwanken. Ein Wechselstrom fällt ja von einem Höchstwert bis auf Null, um dann in umgekehrter Richtung wieder anzusteigen usw. Infolgedessen wird sich dementsprechend schnell auch die Temperatur des Fadens ändern. Von der Temperatur hängt jedoch die Fähigkeit, Elektronen auszusenden, stark ab. Deshalb wird auch der Anodenstrom im Rhythmus der Netzfrequenz schwanken. Das ist ein unhaltbarer Zustand, denn der Anodenstrom soll nur von der Gitterwechselspannung, nicht dagegen von der Netzspannung gesteuert werden. Die Wechselstromheizung solcher Röhren würde ein außerordentlich störendes Brummen im Lautsprecher oder im Kopfhörer zur Folge haben, denn die Netzfrequenz von 50 Hertz entspricht einem tiefen Ton.

Um die soeben geschilderten Nachteile zu vermeiden, hat man die sog. „indirekt geheizten" Röhren geschaffen. Der Heizfaden muß lediglich die erforderliche Temperatur erzeugen. In Abb. 92 ist das Prinzip der indirekten Heizung dargestellt. Als Heizfaden dient ein spiralförmig angeordneter, hitzebeständig isolierter und verdrillter Draht, dessen beide Enden mit der Heizstromquelle verbunden werden. Über dem Draht befindet sich ein sehr dünnes Nickelröhrchen, das durch die Hitze des Heizfadens zum Glühen kommt. Auf das Nickelröhr-

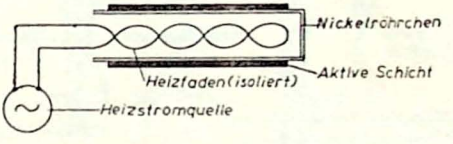


Abb. 92. Aufbau einer indirekt geheizten Kathode

Abb. 93.
Schaltzeichen für eine indirekt geheizte Kathode

chen wird nach einem Sonderverfahren die elektronenaussendende Schicht gespritzt, die durch das Nickelröhrchen „indirekt" erhitzt wird. Die Temperatur des Heizfadens darf nun ohne weiteres etwas schwanken. Das Nickelröhrchen hat nämlich eine wesentlich größere Masse und kühlt sich daher während der kurzen Zeiten, in denen der Heizstrom Null ist, praktisch nicht ab. Man kann demnach den Faden unmittelbar mit Wechselstrom heizen, ohne befürchten zu müssen, daß sich die Temperatur des Nickelröhrchens und damit der wirksamen Schicht ändert.

Will man die indirekte Heizung in den Röhrensymbolen andeuten, so verwendet man eine Darstellung nach Abb. 93. Die wirksame Schicht wird durch einen zusätzlichen Halbkreis gekennzeichnet, der den Heizfaden konzentrisch umgibt. Man unterscheidet dann zwischen Kathode und Heizfaden. In vielen Schaltbildern läßt man den Heizfaden gänzlich fort, weil er mit der grundsätzlichen Wirkungsweise der betreffenden Anordnung gewöhnlich nichts zu tun hat.

Wir müssen nun noch über die Heizspannungen und Heizströme sprechen. Um das Nickelröhrchen auf seine Betriebstemperatur zu bringen, braucht man stets eine bestimmte Heizleistung. An sich ist es gleichgültig, ob diese durch eine hohe Spannung und einen kleinen Strom oder durch eine kleine Spannung und einen großen Strom erzeugt wird. Soll

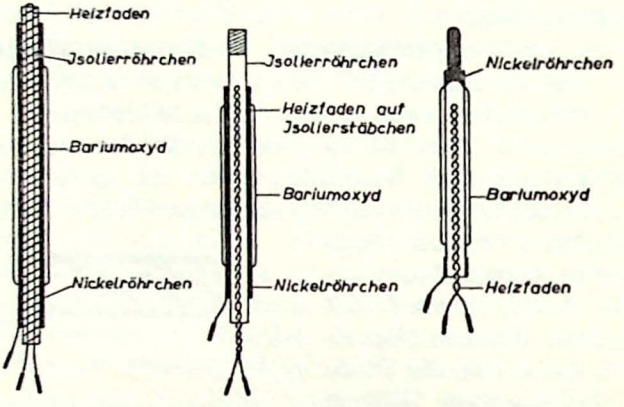


Abb. 94. Stufenweise Entwicklung der indirekt geheizten Kathode

das Gerät vorzugsweise an Gleichstromnetzen betrieben werden, so wird man Fäden bevorzugen, die mit hoher Spannung und kleinem Strom arbeiten. Man muß dann nämlich die Spannung des Lichtnetzes möglichst weitgehend ausnützen, weil sich Gleichstrom nicht transformieren läßt. Röhren, die diesen Anforderungen genügen, arbeiten gewöhnlich mit Heizfäden, die für einen Strom bis höchstens 0,3 Ampere bemessen sind. Die erforderlichen Heizspannungen liegen zwischen 6 und 100 Volt.

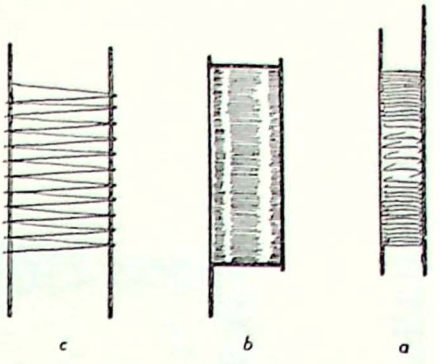


Abb. 95. Praktische Ausführung der Gitter in modernen Röhren

Sollen die Röhren aus einem Wechselstromnetz geheizt werden, so kann man die Spannung beliebig weit heruntertransformieren. Man verwendet daher in diesem Fall Heizfäden, die eine Spannung von nur etwa 4 . . . 12 Volt benötigen. Der Heizstrom ist allerdings größer und liegt meistens zwischen 0,3 und 1,5 Ampere. Es leuchtet ein, daß der Heizfaden von indirekt geheizten Wechselstromröhren dicker sein darf als der von Gleichstromröhren. Das ist sehr vorteilhaft, weil sich der Faden dann nicht so schnell abkühlen kann; die „Brummfreiheit" dieser Röhren wird dadurch noch gesteigert.

Wir kommen nun zu der auf dem Nikkelröhrchen befindlichen aktiven Schicht. Schon auf Seite 107 hörten wir, daß es Metalle gibt, die nur bei sehr großer Temperatur Elektronen aussenden können. Die ersten Radioröhren hatten Heizfäden aus Wolfram, das sehr hohe Temperaturen verträgt, aber erst bei etwa 2000° C zur Elektronenemission in der Lage ist. Bei dieser Temperatur wird der Faden fast weißglühend. Später fand man durch systematische Forschung Stoffe, die schon bei viel kleineren Temperaturen (400 . . . 700° C)

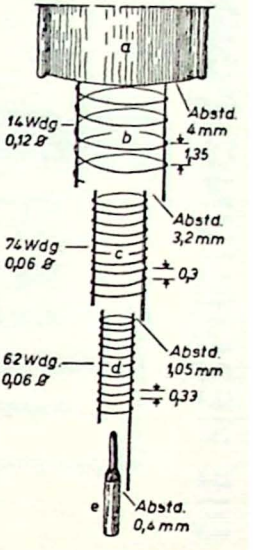
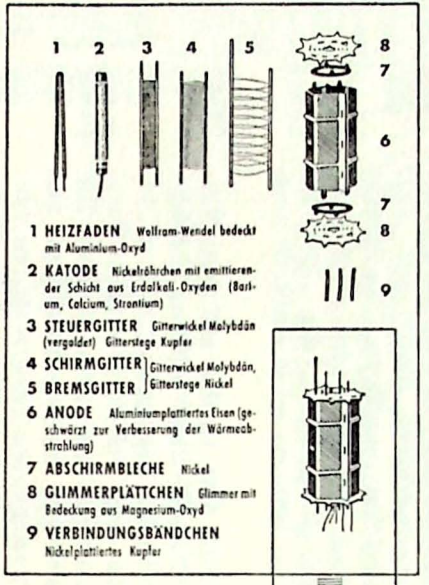


Abb. 96
Die Elektrodenabstände in modernen Röhren sind winzig klein

DIE HERSTELLUNG EINER ENDVERSTÄRKERRÖHRE

(HIER DARGESTELLT AN EINER VALVO EL 84)

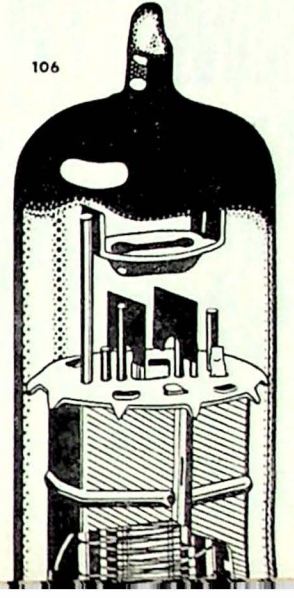
97



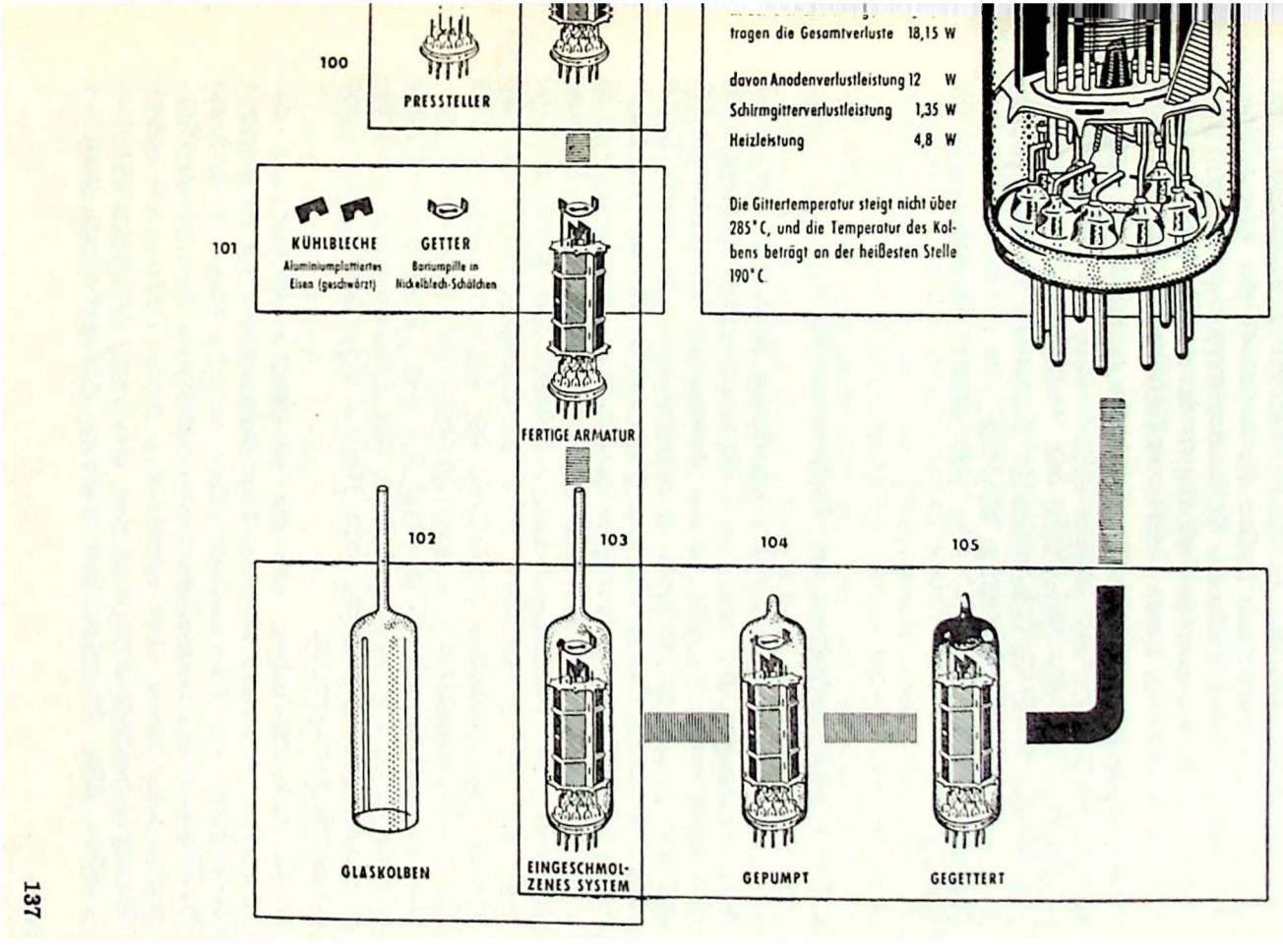
98

99

106



Die EL 84 kann eine Nutzleistung von 6 W abgeben. Bei der Konstruktion dieser Röhre war die Beherrschung der Temperaturen in dem verhältnismäßig kleinen Kolben ein Problem, das einerseits durch eine besonders günstige Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Elektroden, andererseits durch gute Wärmeableitungs- und Abstrah-


100
PRESSTELLER
101
KÜHLBLECHE
Aluminiumplattiertes Eisen (geschwärzt)
GETTER
Bariumpille in Nickelblech-Schälchen
FERTIGE ARMATUR
tragen die Gesamtverluste 18,15 W
davon Anodenverlustleistung 12 W
Schirmgitterverlustleistung 1,35 W
Heizleistung 4,8 W
Die Gittertemperatur steigt nicht über 285° C, und die Temperatur des Kolbens beträgt an der heißesten Stelle 190° C.
102
103
104
105
GLASKOLBEN
EINGESCHMOLZENES SYSTEM
GEPUMPT
GEGETTERT

emissionsfähig sind. Dazu gehören vor allem die Oxyde der Erdalkalimetalle, z. B. Barium usw. Es hat langer Jahre Entwicklungsarbeit bedurft, bis man nicht nur den geeigneten Stoff, sondern auch das geeignete Verfahren gefunden hatte, um eine gut brauchbare aktive Kathodenschicht herzustellen. Im Lauf der Zeit konnte die Emissionstemperatur immer weiter erniedrigt werden, so daß die modernen Radioröhren nur noch ein schwaches, kaum sichtbares Glühen zeigen.

Für Sonderzwecke werden auch heute noch direkt geheizte Röhren verwendet. Bei diesen spritzt man die aktive Masse unmittelbar auf die Oberfläche des Heizfadens, dessen Temperatur nur klein zu sein braucht. Derartige Röhren werden z. B. in Koffer-Reisegeräten benötigt, wo es vor allem auf geringes Batteriegewicht, also auf kleine Heizleistung, ankommt.

8. Konstruktiver Aufbau von Elektronenröhren

Wir wollen uns in diesem Abschnitt noch ein wenig mit dem praktischen Aufbau von Elektronenröhren befassen. So ist beispielsweise in Abb. 94 die stufenweise Entwicklung der indirekt geheizten Kathode wiedergegeben. Die linke Figur zeigt die älteste Form, die sog. Haarnadelkathode. Der Heizfaden befindet sich in einem Isolierröhrchen, das seinerseits in einer Nickelhülse steckt. Auf dieser befindet sich die aus Bariumoxyd bestehende wirksame Schicht. Die mittlere Figur zeigt die sog. Bi-Kathode. Hier ist der Heizfaden auf ein kleines Isolierstäbchen gewickelt; im übrigen unterscheidet sich die Konstruktion nur unwesentlich von der linken Figur. Die rechte Figur schließlich zeigt die sog. „Sparkathode", wie wir sie schon beschrieben haben. Die Abmessungen sind besonders klein, so daß die zum Heizen erforderliche Leistung erheblich geringer ist.

In Abb. 95 sehen wir die praktische Ausführung der Gitter in modernen Röhren. Das Steuergitter ist in Figur a dargestellt, ein Schirmgitter sehen wir in Figur b und ein Bremsgitter in Figur c. Man verwendet zum Bau dieser Elektroden sehr dünne, aber verschieden starke Drähte, die spiralförmig gewickelt sind und von stärkeren Drähten gehalten werden. Abb. 96 zeigt, mit welchen Abmessungen man bei

modernen Röhren rechnen muß. Es kommt beim Aufbau auf $^1/_{100}$ mm an, und man kann sich vorstellen, wie präzise die Herstellungsvorrichtungen arbeiten müssen und was für geschickte Finger nötig sind, um eine wirklich brauchbare Röhre zu erhalten. Man verwendet heute Spezialmaschinen, die sehr genau arbeiten und große Stückzahlen in sehr kurzen Zeiten herzustellen erlauben. Die Unsicherheit der menschlichen Hand wird dadurch weitgehend ausgeschaltet.

Während Röhren älterer Ausführungen sehr unförmig und groß waren, arbeitet man heute mit wesentlich kleineren Typen. Von der normalen Glasröhre kam man zur sog. Stahlröhre, die bereits einen erheblichen Fortschritt bedeutete. Nach dem Krieg erschienen dann die „Rimlockröhren", die von der Firma Valvo herausgebracht wurden, während Telefunken parallel dazu die äquivalenten Pico-Röhren herstellte. Dann folgten die Röhren mit Novalsockel und schließlich der Miniatur- und Subminiaturtyp. Diese neuen Röhren unterscheiden sich grundsätzlich von den älteren durch die sog. Allglastechnik; während man früher zur Stützung und zum Aufbau des Systems einen „Quetschfuß" aus Glas verwendete, in den man die Elektrodenhalterungen einschmolz und grundsätzlich einen Sockel aus andersartigem Isoliermaterial vorsah, bildet heute ein mit dem Kolben verschmolzener Glasteller den unteren Abschluß der Röhre, der eine entsprechende Zahl von Stiften trägt, an denen die Elektroden gehaltert werden. Einen besonderen Sockel im Sinne früherer Ausführungen gibt es also gar nicht mehr. Sehr viel Versuche und Erfahrungen waren nötig, um zu einer in jeder Hinsicht zufriedenstellenden Konstruktion zu gelangen.

Der große Vorteil der modernen Bauweise besteht elektrisch vor allem in den äußerst kleinen Verlusten, die in den Zuführungsleitungen auftreten. Die aus andersartigem Material bestehenden früheren Sockel, die außerdem noch ziemlich dick waren, führten besonders bei höheren Frequenzen zu nicht unerheblichen Verlusten. Der moderne Glasteller ist davon weitgehend frei. Weiterhin ist vorteilhaft, daß sich bei der neuen Konstruktion vor allem in Großserien ein sehr wirtschaftlicher Fertigungsablauf ergibt, so daß man zu günstigen Preisen kommt. Weitere Vorzüge ergeben sich in technologischer Hinsicht.

Wir wollen an Hand der Abb. 97—106 einmal den konstruktiven Aufbau einer ganz modernen Röhre in Allglastechnik,

der Endröhre EL 84, genau verfolgen. In Abb. 97 sehen wir zunächst eine Darstellung der einzelnen Elektroden. Mit 1 ist der Heizfaden bezeichnet; eine aus Wolfram hergestellte Wendel wird zur Isolation mit Aluminiumoxyd überzogen. Die Kathode 2 besteht aus dem schon besprochenen Nickelröhrchen, das die emittierende Schicht trägt, wofür man die Oxyde der Metalle Barium, Strontium und Calcium verwendet. Dann folgt das Steuergitter 3. Für den Gitterdraht wird Molybdän verwendet, während die Haltestäbe aus Kupfer bestehen. Schirmgitter 4 und Bremsgitter 5 bestehen ebenfalls aus Molybdän, die Haltestäbe jedoch aus Nickel. Für die Anode 6 kommt aluminiumplattiertes Eisen zur Anwendung, das zur Verbesserung der Wärmeabgabe geschwärzt wird. Mit 7 sind Abschirmbleche aus Nickel bezeichnet, die aus elektrischen Gründen (Entkopplung) vorhanden sein müssen. Weitere Einzel-Bauteile sind die Glimmerplättchen 8 und und die Verbindungsbändchen 9.

In Abb. 98 sehen wir die vorhin beschriebenen Elektroden zu einer vollständigen Einheit zusammengebaut. Diese Arbeit erfolgt durch feinfühlige Frauenhände in relativ kurzer Zeit. Sehr wichtig ist die Konstruktion der Glasdurchführung, die sich aus Abb. 99 ergibt. Der Sockelstift, der im Glasboden eingeschmolzen wird und das ganze System trägt, besteht aus Nickel. An der Durchführungsstelle ist ein kleiner Kupfermantel-Draht eingesetzt, an dessen oberen Ende der „Poldraht" angeordnet wird, der unmittelbar mit der betreffenden Elektrode in Verbindung steht.

Aus Abb. 100 ergibt sich der Zusammenbau des Elektrodensystems mit dem Preßteller aus Glas. Die vielen Verbindungsleitungen sorgen für eine sehr stabile mechanische Konstruktion. Anschließend werden nach Abb. 101 die Kühlflügel angebracht, die eine gute Wärmeabführung bewirken, sowie das sogenannte Getternäpfchen, in dem sich ein leicht verdampfbares Metall befindet. Sobald nämlich die Röhre evakuiert ist, bringt man sie in ein Hochfrequenzfeld, das das Gettermetall zum Verdampfen bringt. Der Metalldampf schlägt sich dann in Form einer hauchdünnen Schicht auf der Innenseite des Glaskolbens nieder und sorgt dafür, daß eventuell noch aus den Elektroden tretende Gasreste absorbiert werden. Dann bleibt das gute Vakuum erhalten.

Ist das System soweit zusammengebaut, so wird es in den Glaskolben eingefügt. Abb. 102 zeigt diesen Kolben im Roh-

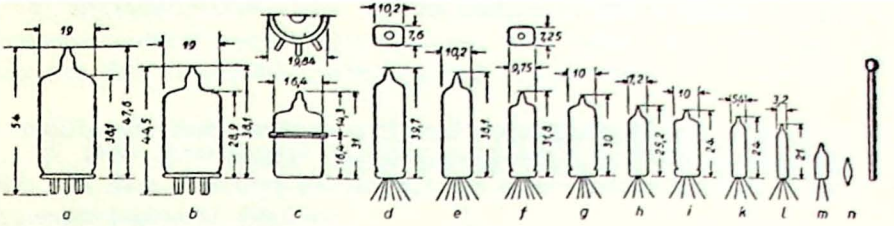


Abb. 107. Die Größenentwicklung der Radioröhren

zustand, oben mit einem Röhrchen versehen, an das später die Pumpe angeschlossen wird. Als erster Arbeitsgang erfolgt das Einschmelzen des Preßtellers in den Kolben, und die Röhre hat nach Abb. 103 schon ein fast fertiges Aussehen. Nun wird die Luftpumpe angeschmolzen und solange in Betrieb gelassen, bis sich ein genügendes Vakuum eingestellt hat. Jetzt wird der „Pumpstutzen", wie man das Glasröhrchen nennt, abgeschmolzen, und die nahezu fertige Röhre nach Abb. 104 kann, wie schon beschrieben, in einem Hochfrequenzfeld „gegettert" werden. Dann ergibt sich der in Abb. 105 deutlich zu sehende schwärzliche Niederschlag im oberen Teil des Glaskolbens, und die Röhre ist elektrisch endgültig fertig. Sie wird nun noch beschriftet, so daß man weiß, um welchen Typ es sich handelt und welche Firma als Herstellerin gilt.

Abb. 106 zeigt einen Schnitt durch die fertige Röhre, der den Aufbau in seinen Einzelheiten sehr gut erkennen läßt. Wenn man bedenkt, wie heiß die Elektroden durch die im Betrieb entstehende Verlustwärme werden, so ist die trotzdem sehr kleine Kolbengröße recht erstaunlich. Durch geschickte Verteilung der Wärme auf die einzelnen Elektroden und verschiedene Kühlmaßnahmen wurde man mit diesem Problem jedoch ohne weiteres fertig.

Tafel V, Abb. 2—7, zeigt die Ansichten verschiedener Röhren. In Tafel VII Abb. 2 sehen wir einen Schnitt durch eine moderne Röhre, während Abb. 3 einen Größenvergleich mit Glühlampen darstellt. Interessant ist auch Abb. 107, die einen guten Überblick über die Größenentwicklung der Radioröhre im Lauf der letzten Jahrzehnte gewährt. Die genauen elektrischen Daten der Röhren müssen Handbüchern entnommen werden.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Alle Elektronenröhren beruhen darauf, daß ein glühender Körper freie Elektronen aussenden kann.

2. Die einfachste Röhre besteht aus Heizfaden und Anode. Beide Elektroden befinden sich in einem luftleeren Glasgefäß. Solche Röhren werden Dioden genannt.

3. Eine Diode wirkt wie ein Ventil. Sie kann Strom nur in der Richtung von der Anode zum Heizfaden (bzw. Elektronen in der Richtung vom Heizfaden zur Anode) fließen lassen.

4. Den Zusammenhang zwischen zwei oder mehreren elektrischen Röhrengrößen kann man graphisch darstellen. Man spricht dann von einer Kennlinie.

5. Dioden dienen in der Radiotechnik vorzugsweise zur Demodulation und zur Gleichrichtung von Wechselspannung.

6. Eine Diode kann als Demodulator genau so geschaltet werden wie ein Detektor.

7. Soll die Diode zur Gleichrichtung von Wechselspannungen herangezogen werden, so wird sie als Ventil in die Wechselstromleitung geschaltet. Die pulsierende Spannung läßt sich durch Kondensatoren und Siebketten von Wechselspannungsresten befreien.

8. Das Steuergitter in Eingitterröhren soll den Anodenstrom in einer Elektronenröhre leistungs- und trägheitslos beeinflussen. Negative Gitterspannungen bedeuten einen kleinen, positive Gitterspannungen dagegen einen großen Anodenstrom.

9. Wechselspannungen am Steuergitter einer Röhre rufen Anodenstromschwankungen hervor, die genau den Schwankungen der Gitterwechselspannung entsprechen.

10. Den Anodenstrom einer gesteuerten Röhre kann man sich aus dem Anodenruhestrom und dem Anodenwechselstrom zusammengesetzt denken.

11. Bei negativ vorgespanntem Gitter erfolgt die Steuerung der Röhre vollkommen leistungslos.

12. Die Gittersteuerung vollzieht sich so lange ohne jede Trägheit, als die Laufzeit der Elektronen klein gegenüber der Periode der steuernden Wechselspannung ist.

13. Ein Audionempfänger arbeitet mit Eingitter- oder auch Mehrgitterröhren. Das Gitter dient zur Demodulation, während im Anodenkreis die demodulierte Niederfrequenz verstärkt auftritt.

14. Gitterwiderstand und Gitterkondensator eines Audions dürfen bestimmte Größen nicht über- bzw. unterschreiten.

15. Die Verstärkerwirkung einer Eingitterröhre beruht vor allem auf der Steuerung des Anodenstroms durch die Gitterspannung.

16. Die Verstärkung einer Röhre ist das Verhältnis zwischen Anodenwechselspannung und Gitterwechselspannung. Dieser Wert ist um so größer, je stärker der Anodenstrom unter dem Einfluß einer Gitterwechselspannung schwankt und je größer der im Anodenkreis liegende Widerstand ist.

17. Der Durchgriff einer Röhre gibt an, wievielmal schwächer eine Anodenspannungsänderung sich auf den Anodenstrom gegenüber einer Gitterspannungsänderung auswirkt.

18. Durchgriff, Steilheit und Innenwiderstand einer Elektronenröhre kennzeichnen deren elektrisches Verhalten. Diese Werte hängen vom Arbeitspunkt ab.

19. Von den Mehrgitterröhren sind vor allem die Pentoden und Hexoden in der modernen Radiotechnik von Bedeutung.

20. Man unterscheidet zwischen Röhren mit direkter und indirekter Heizung.

Viertes Radio-Quiz

1. Elektronenröhren müssen luftleer gepumpt werden, weil

   a) die Wärme des Heizfadens gut abgeleitet sein muß,
   b) die Elektronen sonst in den Luftmolekülen einen zu großen Reibungswiderstand vorfinden würden,
   c) der Elektronenaustritt bei Luftdruck nicht erfolgen kann.

2. Die Anodenspannung einer Diode hat den Zweck,

   a) einen Elektronenfluß zwischen Heizfaden und Anode hervorzurufen,
   b) eine Elektronenwolke um die Kathode zu erzeugen,
   c) die Temperatur der Anode erhöhen.

3. Die Diode wirkt als Ventil, weil

   a) die Elektronen nur in der Richtung Heizfaden—Anode fließen können,
   b) der Heizfaden eine wesentlich kleinere Oberfläche als die Anode hat,
   c) sie luftleer ist.

4. Röhrenkennlinien sind

a) auf der Röhre angebrachte weiße Linien zur Kennzeichnung des jeweiligen Röhrentyps,
b) graphische Darstellungen, die das elektrische Verhalten einer Röhre beschreiben,
c) vereinfachte zeichnerische Darstellungen von Elektronenröhren.

5. Dioden und Detektoren unterscheiden sich elektrisch voneinander, weil

a) der Detektor einen gewissen Reststrom in der Sperrrichtung hat, die Diode jedoch nicht,
b) der Detektor keinen Glaskolben besitzt,
c) die Diode eine pulsierende Spannung liefert, der Detektor jedoch reine Wechselspannung abgibt.

6. Ein Gleichrichter soll

a) eine Halbwelle der Wechselspannung vollkommen abschneiden,
b) den zur Heizung verwendeten Wechselstrom in Gleichstrom verwandeln,
c) die niederfrequente Modulationsspannung in reine Gleichspannung verwandeln.

7. Elektronen können immer nur von der Kathode zur Anode fließen, weil

a) die Kathode heiß, die Anode jedoch kalt ist,
b) die Kathode Sekundärelektronen erzeugt,
c) die in der Röhre noch vorhandenen Luftreste der Elektronen in Richtung Anode — Heizfaden einen größeren Widerstand entgegensetzen.

8. Das Steuergitter in einer Röhre befindet sich

a) dicht hinter der Anode,
b) innerhalb der Spirale des Heizfadens,
c) zwischen Kathode und Anode.

9. Eine Erhöhung der Steuergitterspannung bei einer negativ vorgespannten Eingitterröhre bewirkt

a) eine Steigerung des Anodenstroms,
b) eine Erhöhung des Gitterstroms,
c) eine Überlastung der Röhre.

10. Die Kennlinie einer Eingitterröhre ist nicht ganz geradlinig, weil

a) die Temperatur des Heizfadens auf die Anode zurückwirkt,
b) die Elektronen komplizierten physikalischen Gesetzen folgen,
c) der Abstand zwischen Heizfaden und Gitter einerseits bzw. Gitter und Anode anderseits ungleich groß ist.

11. Die Elektronen im Innern einer Radioröhre haben eine Geschwindigkeit, die

a) etwas größer ist als die Lichtgeschwindigkeit,
b) sehr groß ist, jedoch unterhalb der Lichtgeschwindigkeit liegt,
c) von der Frequenz der Gitterwechselspannung abhängt.

12. Die Demodulation erfolgt in einem Audion

a) auf Grund der schwankenden Anodenspannung der Audionröhre,
b) im Gitterkreis,
c) im Anodenkreis.

13. Der in der Audionschaltung vorkommende Gitterkondensator darf nicht zu groß werden, weil

a) sonst die hohen Töne der Modulationsfrequenz geschwächt werden würden,
b) die Hochfrequenzspannung des Schwingungskreises einer zu starken Belastung ausgesetzt wäre,
c) sonst der Gitterstrom zu groß werden würde.

14. Die Kennlinie einer Röhre muß im Hinblick auf eine große Verstärkung

a) sehr steil sein,
b) einen möglichst scharfen Knick haben,
c) so flach wie möglich verlaufen.

15. Wenn eine Röhre gut verstärkt, haben Spannungsschwankungen im Gitterkreis

a) einen wesentlich größeren Einfluß auf den Anodenstrom als die Anodenspannung,
b) eine sehr starke Schwankung des Gitterstroms zur Folge,
c) überhaupt keinen Einfluß auf den Anodenstrom.

16. Unter Arbeitspunkt einer Röhre versteht man

a) ihre genauen Heizdaten,
b) denjenigen Punkt der Kennlinie, bei dem die Kennlinie die waagrechte Achse berührt,
c) die für das einwandfreie Arbeiten der Röhre optimale Gittervorspannung.

17. Die wichtigsten Kennlinien der Eingitterröhre sind gegeben durch

a) den Zusammenhang zwischen Gitterspannung und Anodenstrom sowie Gitterspannung und Heizstrom,
b) den Zusammenhang zwischen Heizstrom und Heizspannung bzw. Heizstrom und Anodenstrom,
c) den Zusammenhang zwischen Gitterspannung und Anodenstrom bzw. Anodenspannung und Anodenstrom.

18. Die Größe des Röhreninnenwiderstandes ersieht man am besten

a) aus der Anodenspannungs-Anodenstrom-Kennlinie,
b) aus der Gitterstrom-Gitterspannungs-Kennlinie,
c) aus der Gitterspannungs-Anodenstrom-Kennlinie.

19. Das Schirmgitter in einer Elektronenröhre soll

a) vor allem die Verstärkung erhöhen,
b) das Auftreten von Sekundärelektronen verhindern,
c) den Anodenstrom vergrößern.

20. Röhren werden indirekt geheizt, um

a) Heizstrom zu sparen,
b) Temperaturschwankungen der Kathode durch Wechselstromheizung zu verhindern,
c) die aktive Schicht nicht zu sehr zu erhitzen.

5. Kapitel: Röhren-Empfangsschaltungen

Wir wollen uns in diesem Kapitel mit den Schaltungen befassen, in denen eine Röhre als Demodulator wirkt. Sie hat dann die Aufgabe, die Modulationsfrequenz von der Trägerwelle abzulösen und für das akustische Wiedergabeorgan geeignet zu machen. Eine der wichtigsten Schaltungen, nämlich das Audion, haben wir bereits im vorigen Kapitel kennengelernt. Wir wollen zunächst die Besprechung dieser Schaltung noch in einigen wichtigen Punkten ergänzen und danach zu anderen Röhrenempfängern übergehen. Die Verstärkung soll dabei außer Betracht bleiben. Wir beschränken uns also nur auf die Darstellung der Röhre als Demodulator.

1. Audionempfänger mit Rückkopplung

Der Audionempfänger war in den Anfangszeiten der Rundfunktechnik eine außerordentlich verbreitete und besonders bei den Radioamateuren sehr beliebte Schaltung. Wir sahen schon in Abb. 77 die grundsätzliche Anordnung und hörten, nach welchen Gesichtspunkten die Bemessung der einzelnen Schaltelemente zu erfolgen hat. Das Audion erreicht jedoch erst dann seine volle Wirksamkeit, wenn es mit einer zusätzlichen Einrichtung ausgerüstet wird, die man Rückkopplung nennt und die wir jetzt besprechen wollen.

In Abb. 108 sehen wir die Schaltung. Die Antennenspule L_1, die Schwingungskreisspule L_2, der Schwingungskreiskondensator C_1, der Gitterkondensator C, der Gitterwiderstand R und der Anodenwiderstand R_a sind uns bereits bekannt. Als Außenwiderstand R_a kann ein Kopfhörer oder auch ein Lautsprecher verwendet werden. Wir finden zusätzlich eine Spule D, eine sog. Drossel, ferner einen zweiten Drehkondensator C_r und eine Spule L_3, die mit der Spule L_2 gekoppelt ist.

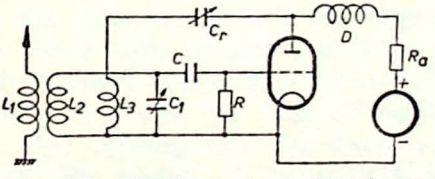


Abb. 108. Schaltung eines rückgekoppelten Audionempfängers

Dem Kondensator C_r und der Spule L_3 fallen wichtige Aufgaben zu. Selbst wenn die Demodulation der hochfrequenten Schwingung nur im Gitterkreis erfolgt, verbleibt ein kleiner Rest von Hochfrequenz zwischen Gitter und Kathode, der in der Röhre verstärkt wird und daher im Anodenkreis vergrößert in Erscheinung tritt. Nachdem der Kopfhörer oder Lautsprecher, wie wir später hören werden, einen für Hochfrequenz verhältnismäßig kleinen Wechselstromwiderstand besitzt, würde diese Hochfrequenzspannung praktisch kurzgeschlossen werden, also nicht mehr in Erscheinung treten. Will man das verhindern, so schaltet man in den Anodenkreis zwischen Anode und Außenwiderstand R_a eine Spule D, die für die Hochfrequenz einen großen, für die Niederfrequenz dagegen einen verschwindend kleinen Wechselstromwiderstand darstellt. Die Hochfrequenz kann dann nicht über R_a und über die Stromquelle zur Kathode abfließen und bleibt daher mit ziemlich großer Amplitude an der Anode stehen.

Die hochfrequente Spannung findet einen neuen Stromkreis, der über den Drehkondensator C_r und die Spule L_3 zur Kathode führt. Es bildet sich daher ein hochfrequenter Strom aus, der in L_3 ein magnetisches Kraftfeld mit derselben Frequenz hervorruft. Nachdem L_3 mit L_2 gekoppelt ist, wird im Schwingungskreis eine zusätzliche Hochfrequenzspannung erzeugt. Was hat das für einen Zweck?

Wir hörten bereits, daß jeder Schwingungskreis eine gewisse Eigendämpfung besitzt, die in den unvermeidlichen Ohmschen Widerständen der Spulen und Kondensatoren begründet ist. Zur Anfertigung von Spulen z. B. braucht man Kupferdraht, der auch bei starkem Querschnitt und kürzester Länge niemals ganz widerstandsfrei ist. Ferner gibt es im Kondensatorbau keinen Stoff, der einen unendlich großen Ohmschen Widerstand hat. Das Dielektrikum des Kondensators ist daher niemals ganz verlustfrei, so daß auch ein Kondensator einen zusätzlichen Ohmschen Widerstand aufweist. Die Verluste von Spule und Kondensator zusammen bilden die Gesamtverluste des Schwingungskreises. Sie bewirken, daß die in den Kreis gesteckte elektrische Energie, die von der Antenne stammt, sehr schnell verbraucht wird. Daher kommt es, daß sich trotz genauer Abstimmung auf Resonanz nur eine geringe Spannung ausbilden kann, die um so kleiner ist, je größer die Verlustwiderstände im Schwingungskreis sind. Es ist genau wie bei einer Schaukel, die in

ihren Aufhängepunkten eine große Reibung hat. Der Mensch, der diese Schaukel betätigt, verfügt nur über eine begrenzte Kraft. Wenn er den größten Teil dieser Kraft nun zur Überwindung der Reibungswiderstände benötigt, so wird es ihm nicht gelingen, die Schaukel zu starken Bewegungen, also großen Ausschlägen, zu veranlassen. Genau so ist es bei dem Schwingungskreis. Wenn die Antennenspannung, die der menschlichen Kraft entspricht, in den Verlustwiderständen des Schwingungskreises zur Erzeugung von Wärmeenergie herangezogen wird, bleibt wenig Energie übrig, um den Schwingungskreis zu einer großen Resonanzspannung „aufzuschaukeln". Gedämpfte Schwingungskreise liefern also bei einer bestimmten Stärke der Erregung nur eine kleine Resonanzspannung und daher natürlicherweise auch nur geringe Lautstärken und kleine Empfängerempfindlichkeiten.

Es war ein großer Fortschritt, als man auf den geistreichen Gedanken kam, die im Schwingungskreis verlorene Energie mit Hilfe der Elektronenröhre wieder zu ersetzen. Eine einfache Überlegung zeigt, daß man einen mit Verlust behafteten Schwingungskreis vollkommen „entdämpfen" kann, wenn man ihm zusätzlich so viel Energie zuführt, als in seinen Verlustwiderständen verlorengeht. Er muß sich dann genau so verhalten wie ein Kreis, der überhaupt keine Verluste besitzt, denn man hat diesen Zustand zwar künstlich, aber doch durchaus vollkommen nachgeahmt. Ein durch künstliche „Entdämpfung" verlustfrei gemachter Schwingungskreis muß sich nun durch eine verhältnismäßig schwache Erregung von seiten der Antenne zu außerordentlich großen Amplituden aufschaukeln können, denn die ganze vorhandene Kraft steht jetzt zur Aufschaukelung der Spannung zur Verfügung.

Wir kommen nun auf Abb. 108 zurück. Der aus dem Kondensator C_r und der Spule L_3 bestehende zusätzliche Stromkreis hat die Aufgabe, die gewünschte Entdämpfung herbeizuführen. Wir verstehen leicht, wie das möglich ist: Ein Teil der an der Anode der Röhre auftretenden verstärkten Hochfrequenz wird durch Kopplung auf die Schwingungskreisspule übertragen und bewirkt, daß so viel zusätzliche Energie in den Kreis gelangt, daß dessen Verluste gerade aufgehoben werden. Wir verstehen jetzt die Bedeutung des Ausdruckes „Rückkopplung": Ein Teil der hochfrequenten Energie wird von dem Anodenkreis in den Schwingungskreis „zurückgekoppelt".

Es ist selbstverständlich, daß man den richtigen Wert der rückübertragenen Energie sehr genau einstellen muß. Führt man zu wenig zurück, so reicht die Entdämpfung nicht aus; dann ist nämlich die Verlustenergie immer noch größer als die rückgekoppelte Energie, und das Höchstmaß an Resonanzspannung wird noch nicht erreicht. Stellt man dagegen die Rückkopplung zu stark ein, so ist die Ersatzenergie größer als die Verlustenergie. Die Folge davon ist eine ebenso merkwürdige wie wichtige Erscheinung, die in unserem Empfänger zwar nicht erwünscht ist, jedoch die Grundlage eines jeden modernen Röhrensenders bildet. Wir hörten nämlich bereits auf Seite 56, daß die in einem absolut verlustfreien Kreis befindliche Energie dort dauernd erhalten bleibt und nur zwischen Kondensator und Spule hin- und herpendelt. Führen wir daher den Zustand der Verlustlosigkeit künstlich herbei und treiben noch dazu die Entdämpfung über den kritischen Punkt hinaus, so erzeugt unser Empfänger ganz unabhängig von der Antennenspannung von selbst Schwingungen, weil er die überschüssige Energie abgeben möchte. Er ist also zu einem Sender geworden. Von dieser Tatsache macht man ausgiebig Gebrauch.

Bei unserem Audionempfänger interessiert nur der Fall, daß die Verlustenergie durch die rückgekoppelte Energie g e r a d e ersetzt wird. Wir haben dann zwar noch keinen Sender, der zur selbständigen Abgabe hochfrequenter Schwingungen in der Lage ist, erhalten jedoch ein Höchstmaß an Resonanzspannung und damit an Empfindlichkeit. Wir sehen schon, daß die Einstellung der „Rückkopplung" sehr genau erfolgen muß, damit sie nicht zu klein, aber auch nicht zu groß wird. Deshalb bildet man den Rückkopplungskondensator C_r als fein einstellbaren Drehkondensator aus und macht ihn von außen bedienbar. Es ist dann möglich, die Größe des „Rückkopplungsstromes" im Rückkopplungskreis und damit die Größe der durch L_3 auf L_2 übertragenen Energie sehr genau einzustellen. Je größer nämlich C_r gemacht wird, um so kleiner wird auch dessen kapazitiver Widerstand, um so größer also der Hochfrequenzstrom.

Im praktischen Betrieb ist der richtige Wert der Rückkopplung sehr leicht zu erkennen. Nehmen wir an, der Kondensator sei zunächst auf seinen kleinsten Kapazitätswert gestellt; dann ist der Strom im Rückkopplungskreis noch klein, der Empfang also dementsprechend schwach. Mit zu-

nehmender Vergrößerung von C_r wird dem Schwingungskreis immer mehr Energie zugeführt. Demnach steigt die Entdämpfung des Schwingungskreises und damit die Empfindlichkeit der ganzen Anordnung.

Wir nähern uns nun mit der Einstellung dem Punkt, in dem die rückgekoppelte Energie gerade der im Schwingungskreis verlorengehenden Energie entspricht. Das wirkt sich dadurch aus, daß die geringste Vergrößerung des Rückkopplungskondensators eine gewaltige Erhöhung der Empfindlichkeit und damit der Lautstärke zur Folge hat. Wird nun der Zustand der Energiegleichheit gerade erreicht bzw. etwas überschritten, so tritt plötzlich ein mehr oder weniger hohes Pfeifen auf. Es kann unter Umständen auch fehlen; dann tritt an seine Stelle nur eine sehr schlechte, „verzerrte" Wiedergabe.

Worauf ist diese Erscheinung zurückzuführen? Beim Überschreiten des kritischen Punktes ist der Empfänger, wie wir schon hörten, zum Sender geworden. Wir haben daher in unserem Empfänger plötzlich zwei selbständige Frequenzen, erstens die von der Antenne stammende Spannung des zu empfangenden Senders, zweitens die vom Empfänger selbst erzeugte Hochfrequenzspannung. Wir lernen jetzt eine neue Erscheinung kennen, die man als „Mischung" bezeichnet. Ein in der Schwingungslehre allgemein übliches Gesetz besagt nämlich, daß aus dem Zusammenwirken zweier selbständiger Schwingungen eine dritte Schwingung entsteht, deren Frequenz genau der Differenz der beiden selbständigen Schwingungen entspricht. Die Frequenz der neuen Schwingung wird also um so kleiner werden, je weniger die beiden Einzelfrequenzen voneinander abweichen. Ein kleines Zahlenbeispiel macht uns das klar: Die von einem Sender herrührende Antennenspannung soll eine Frequenz von 300 Kilohertz, die im Empfänger selbst erzeugte Schwingung dagegen eine solche von 295 Kilohertz haben. Die neu entstehende dritte Schwingung muß demnach einen Wert von 300—295 = 5 Kilohertz aufweisen. Eine solche Frequenz fällt jedoch bereits in den Tonbereich, wird also vom menschlichen Ohr wahrgenommen. Wir hören daher einen Pfeifton, der um so höher ist, je weiter die beiden Hochfrequenzen voneinander entfernt sind. Beträgt die Differenzfrequenz mehr als 10 000 Hertz, so wird der Pfeifton unhörbar, weil das Ohr diesen Schwingungen nicht mehr zu folgen vermag. Beim Annähern der beiden Frequenzen wird der Ton immer tiefer. Stimmen beide

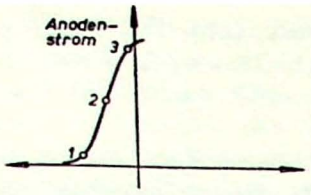


Abb. 109.
Anodenstrom-Gitterspannungskennlinie mit drei verschiedenen Arbeitspunkten

Werte genau überein, so ergibt sich die Differenzfrequenz Null, d. h. der Ton verschwindet vollkommen. Das ist der Fall, wenn die zu empfangende Frequenz genau mit der Frequenz des Empfängers übereinstimmt.

Aus unseren Darlegungen ergibt sich ohne weiteres, daß wir den Rückkopplungskondensator in Abb. 108 nur so weit eindrehen dürfen, bis der Empfänger gerade noch nicht von selbst Schwingungen erzeugt oder „schwingt". Es ist sehr wichtig, daß man an den kritischen Punkt auch wirklich herankommt, denn gerade dort ist die Empfindlichkeit des Empfängers am größten. Es gibt nun Schaltungen, bei denen die richtige Einstellung auf Schwierigkeiten stößt. Die Ursachen hierfür wollen wir ihrer Wichtigkeit halber in den folgenden Zeilen näher besprechen.

Wir haben gehört, daß die Steilheit einer Röhre ein Maß für ihre Verstärkung ist. Anderseits wird natürlich die rückgekoppelte Energie um so größer sein, je mehr die Röhre verstärkt. Daraus geht hervor, daß eine Röhre mit großer Steilheit leichter „schwingt", als eine Röhre mit kleiner Steilheit. Eine steile Röhre wird also ein weniger weites Eindrehen des Rückkopplungskondensators in Abb. 108 verlangen. Das müssen wir wissen, um die Bedeutung des Röhren-Arbeitspunktes im Zusammenhang mit einer guten Einstellbarkeit der besten Rückkopplung zu verstehen.

In Abb. 109 ist eine Anodenstrom-Gitterspannungskennlinie mit drei verschiedenen Arbeitspunkten 1, 2 und 3 wiedergegeben. Wie wird sich die Rückkopplung verhalten, wenn wir der Röhre eine solche negative Vorspannung erteilen, daß sich der Arbeitspunkt 1 einstellt? Nehmen wir an, wir nähern uns langsam dem Einsatz der Schwingungen. Setzt bei zu starker Kopplung ein Schwingen oder eine „Selbsterregung" der Röhre ein, so geraten wir durch die jetzt eintretende Aussteuerung der Röhrenkennlinie in das Gebiet größerer Röhrensteilheit, denn der Arbeitspunkt 1 befindet sich in einem ziemlich flachen Kennlinienteil; rechts davon ist die Steilheit bereits erheblich größer. Die Folge ist, daß die Schwingungen nunmehr rapid zunehmen, denn die größere Steilheit bewirkt eine größere Verstärkung, so daß mehr

Energie rückgekoppelt wird. Der optimale Rückkopplungsgrad, der zwar zu einer weitgehenden Entdämpfung des Schwingungskreises, nicht dagegen zu einer Selbsterregung führen soll, wird demnach weit überschritten. Will man den Effekt wieder rückgängig machen, d. h. den schwingungslosen Zustand wiederherstellen, so muß man den Rückkopplungskondensator viel stärker zurückdrehen, als das am Anfang zum Einsetzen der Schwingungen nötig war. Sind diese abgerissen, so wandert der Arbeitspunkt wieder in Gebiete kleinerer Steilheit. Um sich dem Schwingungseinsatz zu nähern, muß man den Rückkopplungskondensator nunmehr wesentlich weiter eindrehen. Die geringste Unstabilität, wie sie z. B. durch einen von außen kommenden elektrischen Spannungsstoß hervorgerufen werden kann, führt wieder zu starken Schwingungen, die durch entsprechend weites Zurückdrehen des Kondensators beseitigt werden müssen. Wir erkennen deutlich, daß der Arbeitspunkt 1 zum Einstellen einer wirklich brauchbaren Rückkopplung ungeeignet ist. Wer schon selbst einmal ein Rückkopplungsaudion gebaut hat, kennt den sog. „harten" Rückkopplungseinsatz, der mit dem beschriebenen ungünstigen Arbeitspunkt der Röhre verbunden ist.

Wesentlich bessere Ergebnisse liefert bereits der Punkt 2 in Abb. 109. Wenn jetzt die Schwingungen einsetzen, so finden sie links und rechts vom Arbeitspunkt dieselbe Steilheit wie im Arbeitspunkt selbst. Die Schwingungen schaukeln sich daher nur zu der Größe auf, die durch den Grad der mit dem Drehkondensator eingestellten Rückkopplung bestimmt ist. Schon eine sehr geringe Verkleinerung der Rückkopplung führt jetzt zu einem Abreißen der Schwingungen, und man kann die optimale Rückkopplung bereits recht gut einstellen. Steht die Schaltung jedoch kurz vor dem Einsatz der Schwingungen, so wird auch hier ein äußerer Spannungsstoß genügen, um die Schwingungen von selbst auszulösen.

Am günstigsten ist der Arbeitspunkt 3 in Abb. 109. Wenn die Schwingungen einsetzen wollen, so verlagert er sich in ein Gebiet kleinerer Steilheit. Infolgedessen werden die Schwingungen im Augenblick ihres Entstehens sofort wieder unterdrückt, denn die Rückkopplung wird durch die Arbeitspunktverlagerung automatisch verkleinert, so daß sich die Schwingungen nicht mehr aufrecht erhalten können. Auch eine Störung schadet jetzt nichts. Der Arbeitspunkt 3 liefert daher

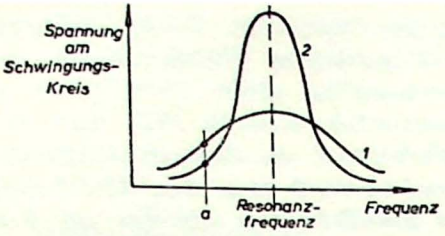


Abb. 110.
Zum Verständnis der Trennschärfe

den erwünschten „weichen" Rückkopplungseinsatz, der ein leichtes und genaues Einstellen der optimalen Rückkopplung gestattet.

Wir sehen aus den vorstehenden Überlegungen, daß es bei der günstigsten Bemessung des Audions nur auf den richtigen Arbeitspunkt ankommt. Man liest oft, daß die Größe der Rückkopplungsspule oder des Rückkopplungskondensators für einen guten Schwingungseinsatz wichtig ist. Daß das nicht der Fall sein kann, ergibt sich aus den obigen Darlegungen ohne weiteres. Dagegen spielt die Größe des Gitterwiderstandes in Abb. 108 eine Rolle, denn dieser Wert bestimmt zusammen mit dem Gittergleichstrom die Größe der Gittervorspannung und damit den Arbeitspunkt.

Die große praktische Bedeutung der Rückkopplung liegt nicht nur darin, daß der Empfänger infolge der Entdämpfung des Schwingungskreises empfindlicher wird, sondern beruht noch auf einer weiteren Erscheinung. Wir hörten bereits auf Seite 63, daß die Resonanzkurve eines Schwingungskreises um so flacher wird, je größer die Kreisdämpfung ist. Wenn wir den Schwingungskreis durch die Rückkopplung zusätzlich entdämpfen, so wird die Wirkung der Verlustwiderstände aufgehoben. Die Folge ist eine spitzere Resonanzkurve, d. h. die Spannung am Schwingungskreis fällt links und rechts von der Resonanzfrequenz wesentlich schneller ab. In Abb. 110 sind diese Verhältnisse dargestellt. Kurve 1 gehört zu einem nicht entdämpften, Kurve 2 dagegen zu einem entdämpften Schwingungskreis. Es ist einleuchtend, daß ein Empfänger mit der Resonanzkurve 2 wesentlich besser für einen ungestörten Empfang geeignet ist als ein Gerät, dessen Schwingungskreis über eine flache Resonanzkurve verfügt. Hat beispielsweise ein der Resonanzfrequenz benachbarter Sender die Frequenz a (s. Abb. 110), so wird dieser Sender an einem Schwingungskreis der Kurve 2 eine wesentlich kleinere Spannung als an einem Kreis der Kurve 1 hervor-

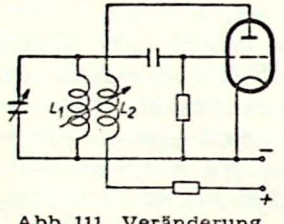


Abb. 111. Veränderung der Rückkopplung durch die Spulenkopplung

rufen. Der Störsender mit der Frequenz a wird also im ersten Fall wesentlich schwächer als im zweiten Fall wiedergegeben werden. Die Rückkopplung bewirkt daher nicht nur eine Erhöhung der Empfindlichkeit, sondern auch eine Verbesserung der „Trennschärfe" des Radiogerätes, auf die wir noch öfter zurückkommen werden.

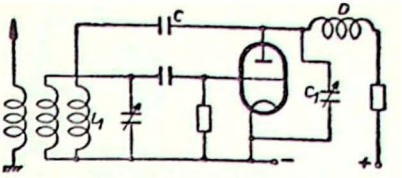


Abb. 112.
Veränderung der Rückkopplung durch einen Drehkondensator

Es gibt verschiedene Rückkopplungsschaltungen; Abb. 108 war nur ein Beispiel. So läßt sich nach Abb. 111 die Rückkopplung auch dadurch einstellen, daß der Anodengleichstrom und der Anodenwechselstrom die Rückkopplungsspule L_2 miteinander durchfließen. Ist die Kopplung zwischen L_1 und L_2 veränderlich, so kann man den Grad der Rückkopplung durch die Stärke der Kopplung zwischen Schwingungskreisspule und Rückkopplungsspule genau einstellen. Von diesem Verfahren hat man früher gern Gebrauch gemacht, bevorzugt heute jedoch fast ausschließlich eine Schaltung nach Abb. 108.

Eine andere Rückkopplungsschaltung sehen wir in Abbildung 112. Der Rückkopplungskanal besteht wie in Abb. 108 aus der Rückkopplungsspule L_1 und dem Kondensator C, der jetzt jedoch nicht veränderlich ist. Dafür finden wir einen Drehkondensator C_1, der parallel zwischen Anode und Kathode geschaltet wird. Wenn man dessen Kapazität vergrößert, so findet die Hochfrequenz über C_1 einen bequemeren Weg als über den Rückkopplungskanal. Der Hochfrequenzstrom durch C und L_1 wird also jetzt kleiner und bei einem bestimmten Mindestwert von C_1 so gering, daß die Rückkopplung nicht mehr ausreicht. Während man den Rückkopplungskondensator in Schaltung Abb. 108 vergrößern mußte, um eine stärkere Rückkopplung zu erhalten, muß in Abb. 112 der Rückkopplungskondensator für den gleichen Zweck verkleinert werden.

In Abb. 113 sehen wir eine Schaltung, in der die Rückkopplung mit einem der Spule L_1 parallel liegenden Regelwiderstand R eingestellt werden kann.

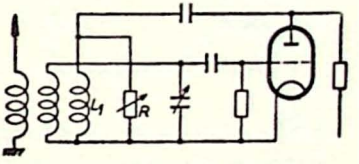


Abb. 113.
Veränderung der Rückkopplung durch einen Regelwiderstand

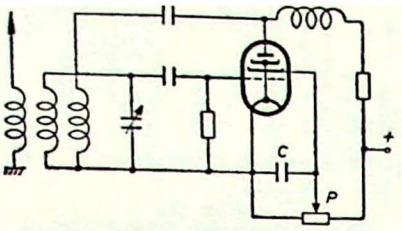


Abb. 114.
Veränderung der Rückkopplung mit Hilfe der Schirmgitterspannung

Je kleiner der Widerstandswert ist, um so weniger Hochfrequenzstrom fließt durch die Rückkopplungsspule. Ein Verkleinern von R bewirkt daher eine Abschwächung der Rückkopplung. Die Schaltung wird jedoch nur selten verwendet, weil sich für diesen Zweck keine geeigneten Regelwiderstände bauen lassen.

Wir erwähnten schon früher, daß man in der modernen Radiotechnik sehr gern Pentoden wegen ihrer großen Verstärkung verwendet. Das ist auch in Audionempfängern von Bedeutung. Abb. 114 zeigt die Schaltung eines mit Pentode arbeitenden Audions. Das Bremsgitter der Röhre ist meist im Inneren mit der Kathode durchverbunden, während das Schirmgitter nach außen geführt worden ist. Man verbindet den Schirmgitteranschluß mit dem Schleifer eines Potentiometers P, dessen Enden am Plus- bzw. Minuspol der Anodenstromquelle liegen. Auf diese Weise kann man eine beliebig hohe Schirmgitterspannung einstellen. Während die Röhre bei sehr kleinen Schirmgitterspannungen nur wenig verstärkt, steigt die Verstärkung mit zunehmender Spannung schnell

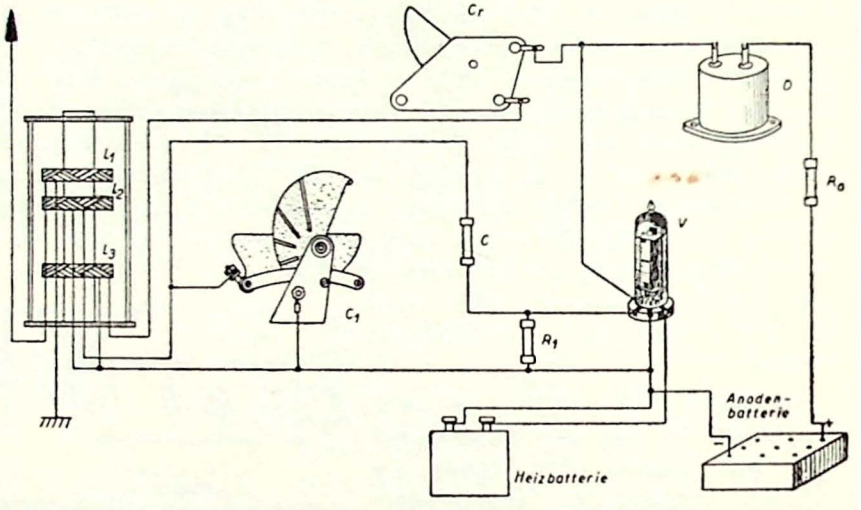


Abb. 115. Perspektivische Ansicht einer Schaltung nach Abb. 114

an. Man kann daher mit dem Potentiometer P gleichzeitig die Rückkopplung einregulieren, braucht also den Rückkopplungskondensator oder die Rückkopplungsspule nicht veränderlich zu machen. Die Schaltung Abb. 114 arbeitet allerdings nur dann zufriedenstellend, wenn der Rückkopplungszweig richtig bemessen ist. Das Schirmgitter der Röhre darf natürlich nur reine Gleichspannung, nicht jedoch Hochfrequenzspannung führen. Um das zu erreichen, schaltet man zwischen den Schirmgitteranschluß und die Kathode einen Kondensator C, dessen Hochfrequenzwiderstand klein genug ist, um das Zustandekommen hochfrequenter Spannungen am Schirmgitter zu verhindern.

Nun noch kurz einige Worte zur Bemessung von Rückkopplungsspule und Rückkopplungskondensator. Gewöhnlich gibt man der Rückkopplungsspule ungefähr den fünften Teil der Windungen der Schwingungskreisspule. Die Rückkopplungskondensatoren liegen in der Größenordnung von 200 ... 500 Picofarad. Macht man sie kleiner, so wird der Rückkopplungsstrom zu gering, so daß man nicht nahe genug an den Schwingungseinsatz herankommt. Macht man dagegen den Kondensator zu groß, so tritt ein ähnlicher Effekt auf, wie wir ihn schon auf Seite 121 bei der Besprechung des Gitterkondensators kennenlernten. Der Widerstand der Rückkopplungsspule ist nämlich für die Niederfrequenz praktisch gleich Null, so daß der Rückkopplungskondensator parallel zur Strecke Anode — Kathode liegt. Ist nun die Kapazität zu groß, so werden die hohen Töne der Modulationsspannung verhältnismäßig stark belastet, was wie bei einem zu großen Gitterkondensator zu einer dumpfen Tonwiedergabe führt.

Um Lesern, denen das Entziffern von Schaltbildern noch schwer fällt, einen Überblick über den wirklichen Aufbau einer Audionschaltung zu geben, zeigen wir in Abb. 115 eine Übersicht, in der die Einzelteile in ihrer wirklichen Form dargestellt sind. Die Verbindungen, also die Drähte, sind durch Striche gekennzeichnet.

2. Der Anodengleichrichter

Man kann die Ein- oder Mehrgitter-Elektronenröhre auch noch in einer anderen Schaltung als Demodulator verwenden. Die Anordnung ist in Abb. 116 dargestellt. Wir sehen die uns schon bekannte Antennenspule L_2, die mit der Antenne bzw.

der Erdleitung in Verbindung steht. Auch der Schwingungskreis LC und der Rückkopplungszweig L_1C_1 sind uns bereits bekannt. Im Anodenkreis liegen der Außenwiderstand R und die Drossel D. Der von der Audionschaltung her bekannte Gitterwiderstand und der Gitterkondensator fehlen jedoch. Das Steuergitter erhält über die Schwingungskreisspule L eine negative Vorspannung, die mit dem Buchstaben U_g bezeichnet ist. Das obere Ende des Schwingungskreises steht direkt mit dem Steuergitter in Verbindung.

Um die Schaltung zu verstehen, betrachten wir Abb. 117. Wir sehen dort die Gitterspannungs-Anodenstrom-Kennlinie der Röhre, die wir in Zukunft kurz als J_a/U_g-Kennlinie bezeichnen wollen. Mit U_g ist die Gitterspannung gemeint, mit J_a der Anodenstrom. Die in Abb. 116 angedeutete große negative Gittervorspannung hat einen Arbeitspunkt auf der Kennlinie zur Folge, der nur einen sehr geringen, also fast überhaupt keinen Anodenstrom entstehen läßt. Wenn wir der Gittergleichspannung nun die Wechselspannung des Schwingungskreises überlagern, was in der Schaltung Abb. 116 ohne weiteres möglich ist, so erhalten wir bestimmte elektrische Verhältnisse, die in Abb. 117 dargestellt sind. Wir sehen dort den auf dem unteren Teil der Kennlinie liegenden Arbeitspunkt, von dem wir bei unserer Betrachtung ausgehen müssen. Der waagrechte Abstand zwischen dem Arbeitspunkt und der senkrechten Achse des Kennlinienkreuzes ($-U_g$) entspricht der Gittervorspannung der Röhre. Dieser Vorspannung wird nun die modulierte Hochfrequenzspannung des Schwingungskreises überlagert, denn beide Spannungen sind, wie aus Abb. 116 hervorgeht, in Reihe geschaltet. Die Arbeitsweise der Anordnung ist auf Grund der Abb. 117 ohne weiteres verständlich. Anodenstrom kann nur dann fließen, wenn die Amplituden der modulierten Hochfrequenzspannung gerade positiv sind. Negative Amplituden führen nur zu einer weiteren Erhöhung der negativen Gitterspannung und haben überhaupt keinen

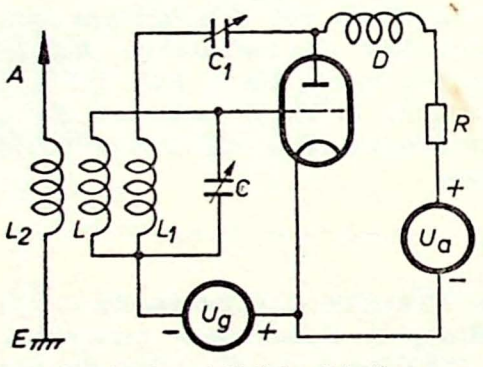


Abb. 116. Grundsätzliche Schaltung eines Anodengleichrichters

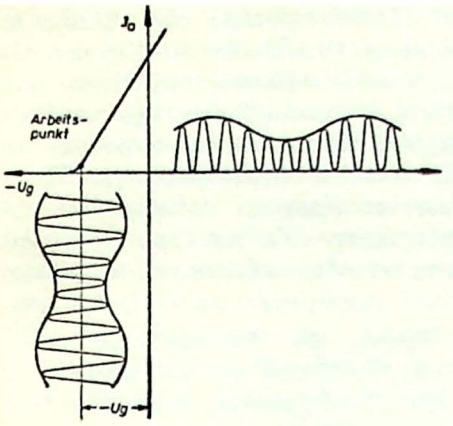


Abb. 117. Zur Arbeitsweise des Anodengleichrichters

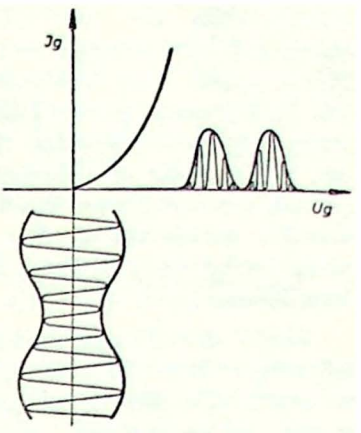


Abb. 118. Zur Arbeitsweise des Audions

Anodenstrom zur Folge, weil dieser bereits im Arbeitspunkt praktisch Null ist. In Abb. 117 rechts sehen wir das Aussehen des auf diese Weise zustande kommenden Anodenstroms. Es bleiben lediglich die positiven Spitzen übrig; die negativen werden abgeschnitten. Wir haben also einen ausgesprochenen Demodulationseffekt vor uns, der dazu führt, daß am Widerstand R der Abb. 116 die gewünschte demodulierte Hochfrequenz auftritt.

Der ganze Vorgang beruht auf dem eigenartigen Verhalten des Anodenstroms in Abhängigkeit von der Gitterspannung, so daß man ihm den Namen „Anodengleichrichtung" gegeben hat. Im Gitterkreis tritt ja keine Demodulation auf, obwohl das Gitter maßgebend an deren Zustandekommen beteiligt ist.

Der Anodengleichrichter wird heute nur noch selten verwendet. Er nimmt zwischen dem Diodengleichrichter, den wir im nächsten Absatz besprechen, und dem Audion eine gewisse Mittelstellung ein. Dem Audiongleichrichter kann man nur Hochfrequenzspannungen zuführen, die einen bestimmten Wert nicht überschreiten. Größere Spannungen verursachen nämlich erhebliche Verzerrungen der Originalkurve. Das ist ohne weiteres zu verstehen, wenn man die Form der Gitterstromkurve eines Audions betrachtet. In Abb. 118 sehen wir die Gitterstrom-Gitterspannungskennlinie eines Audions (J_g/U_g-Kennlinie). Sie verläuft stark gekrümmt. Sind die

Amplituden der modulierten Hochfrequenz nur klein, so spielt die Krümmung keine allzu große Rolle. Erst wenn die Spannungen eine bestimmte Größe überschreiten, macht sich die Krümmung bemerkbar. Dann entspricht die Begrenzungslinie der Hochfrequenz, die für die Niederfrequenz maßgebend ist, nicht mehr der Begrenzungslinie des Gitterstroms. Wenn jedoch der zeitliche Verlauf zweier Kurven voneinander abweicht, entsprechen die zugehörigen Frequenzen einander nicht mehr, was sich in der Praxis als Verzerrungen auswirken kann.

Beim Anodengleichrichter liegen die Verhältnisse etwas günstiger. Die Krümmung der J_a/U_g-Kennlinie ist lange nicht so stark wie die Krümmung der Kennlinie in Abb. 118. Man kann infolgedessen auch größere Hochfrequenzamplituden verzerrungsfrei demodulieren. Darin ist ein gewisser Vorteil zu sehen. Als Nachteil ist zu werten, daß von einer Verstärkerwirkung der Röhre wie beim Audion nicht mehr die Rede ist, denn die Demodulation kommt ja erst im Anodenkreis zustande. Ein Anodengleichrichter ist daher nicht so empfindlich wie ein Audion. Auch der Rückkopplungseinsatz bereitet gewisse Schwierigkeiten, was man auf Grund der Ausführungen im vorigen Abschnitt ohne weiteres verstehen kann. Betrachten wir den Arbeitspunkt in Abb. 117, so sehen wir, daß dieser bereits im Gebiet kleinster Steilheit liegt. Jede Arbeitspunktverlagerung nach rechts führt daher zu größeren Röhrensteilheiten, was mit einem harten Rückkopplungseinsatz verbunden ist. Ein Anodengleichrichter läßt sich demnach von Natur aus wesentlich schlechter rückkoppeln als ein Audion. Auch deshalb wird ein rückgekoppelter Anodengleichrichter heute nur noch ungern verwendet.

In der Praxis ist es unvorteilhaft, wenn man zur Erzeugung der negativen Vorspannung eine besondere Stromquelle braucht. Man kann sich daher mit einem Kunstgriff nach Abb. 119 helfen. In der Kathodenleitung liegt ein Widerstand R, der nicht nur vom Kathodenstrom, sondern auch von einem zusätzlichen Hilfsstrom J durchflossen wird. Dieser Hilfsstrom wird durch einen Widerstand R_1 erzeugt, der

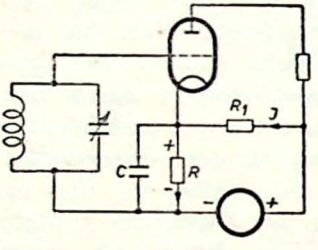


Abb. 119.
Schaltung zur Erzeugung der negativen Gittervorspannung bei einem Anodengleichrichter

einerseits mit dem positiven Pol der Anodenstromquelle, anderseits mit der Kathode der Röhre in Verbindung steht. Dieser Hilfsstrom ruft am Widerstand R einen Spannungsabfall hervor, der die Kathode positiv gegenüber dem Minuspol der Anodenstromquelle macht. Das ist auf Grund der Schaltung Abb. 119 zu verstehen. Nachdem der Minuspol der Anodenstromquelle über die Spule des Schwingungskreises mit dem Steuergitter in Verbindung steht, ist das Steuergitter um den Spannungsabfall an R negativer als die Kathode, d. h. die an R auftretende Spannung entspricht der negativen Gittervorspannung, wie sie in Abb. 116 durch die getrennte Stromquelle geliefert wird. Wir sehen, wie man durch einen kleinen Kunstgriff eine zusätzliche Stromquelle einsparen kann.

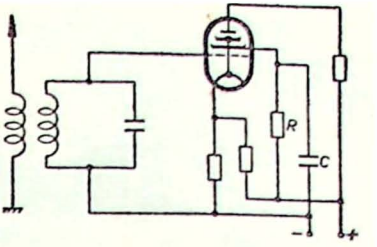


Abb. 120. Erzeugung der Schirmgitterspannung mit Hilfe eines Vorwiderstandes

Über die Bemessung der einzelnen Organe des Anodengleichrichters ist nicht viel zu sagen. Der Außenwiderstand im Anodenkreis hat gewöhnlich einen Wert von 0,1 . . . 0,3 Megohm. Man kann selbstverständlich an Stelle der in Abb. 119 vorgesehenen Eingitterröhre auch eine Pentode verwenden, was sogar heutzutage meistens der Fall ist. Die Schirmgitterspannung gewinnt man über einen Vorwiderstand R nach Abb. 120. Um keine Hochfrequenzspannung am Schirmgitter entstehen zu lassen, ist, wie in Abb. 114, ein Kondensator C vorgesehen, der das Schirmgitter gegen die Kathode überbrückt.

Die Größe des Schirmgitterwiderstandes R in Abb. 120 ist sowohl im Hinblick auf den Rückkopplungseinsatz als auch hinsichtlich einer großen Empfindlichkeit der Schaltung von Bedeutung. Wir wollen uns merken, daß kleine Schirmgitterspannungen, also große Schirmgitter-Vorwiderstände, gewöhnlich einen weichen Schwingungseinsatz zur Folge haben. Durch das Verändern der Schirmgitterspannung schiebt man nämlich den Arbeitspunkt in Gebiete, die einen weichen Schwingungseinsatz gewährleisten. Zu kleine Schirmgitterspannungen allerdings setzen den „Gleichrichtereffekt" stark herab, so daß der Anodengleichrichter dann unempfindlicher wird. Daraus geht hervor, daß man bei der Wahl des Widerstandes R im allgemeinen einen Kompromiß schließen muß.

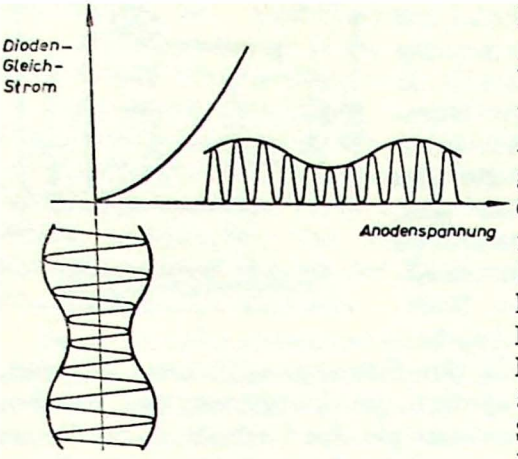


Abb. 121. Zur Wirkungsweise eines Diodengleichrichters

In den normalen Radioschaltungen liegt dieser Widerstand zwischen etwa 0,5 und 1 Megohm. Ähnliche Überlegungen gelten übrigens auch für den Audiongleichrichter mit Pentode nach Abb. 114, wenn man die Rückkopplung durch einen Drehkondensator im Rückkopplungszweig veränderlich macht und an Stelle des Potentiometers P in Abb. 114 einen Vorwiderstand nach Abb. 120 vorsieht. Auch beim Audion sind verhältnismäßig kleine Schirmgitterspannungen Voraussetzung für einen weichen Schwingungseinsatz.

3. Der Diodengleichrichter

Die grundsätzliche Wirkungsweise des Diodengleichrichters haben wir schon auf S. 105 kennengelernt. Wir wissen, daß die Diode als Ventil wirkt und infolgedessen die negative oder positive Halbwelle einer modulierten Schwingung ohne weiteres abzuschneiden vermag. Wir stellen den Vorgang in Form einer Kennlinie nochmals in Abb. 121 dar. Dort ist der Diodengleichstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung aufgetragen. Wichtig ist, daß die Diode überhaupt keine Anodengleichspannung benötigt, sondern daß diese durch die modulierte Hochfrequenz selbst verkörpert wird. Infolgedessen vereinfacht sich die Schaltung eines Diodengleichrichters gegenüber den Schaltungen von Anoden- und Audiongleichrichtern nicht unwesentlich.

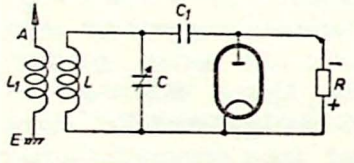


Abb. 122. Schaltung eines Diodengleichrichters, Diode und Widerstand parallel

Man kann eine Diode grundsätzlich in zwei Arten schalten. Abb. 122 zeigt die erste Möglichkeit. Wir sehen den bekannten Schwingungskreis LC, der mit der Antennenspule L_1 gekoppelt ist. Die Hochfrequenzspannung am

Schwingungskreis wird nun über einen kleinen Kondensator C_1 auf die Anode der Diode übertragen. Parallel zur Diode liegt ein Widerstand R, der den Gleichstromkreis schließt und an dem die demodulierte Niederfrequenz auftritt. Die Wirkung dieser Schaltung ist leicht zu verstehen. Immer dann, wenn der obere Anschluß des Schwingungskreises positiv gegenüber dem unteren Anschluß ist, fließt in der Diode ein starker Strom, weil die Röhre in dieser Richtung nicht sperrt. Der Innenwiderstand ist also dann gegenüber dem Außenwiderstand sehr klein, so daß praktisch keine Spannung an R entstehen kann. Dreht sich jedoch die Polarität der Hochfrequenz am Schwingungskreis um, so sperrt die Diode. Infolgedessen kann sich die betreffende Halbwelle ohne weiteres am Widerstand R ausbilden. In dieser Schaltung kommt also nur die negative Halbwelle der Hochfrequenzspannung (in bezug auf den unteren Punkt des Schwingungskreises) zur Auswirkung. Die Verhältnisse sind in Abb. 123 dargestellt. In der oberen Figur sehen wir den zeitlichen Verlauf der modulierten Hochfrequenzspannung am Schwingungskreis, die untere Abbildung dagegen zeigt die demodulierte Spannung am Widerstand R. Die positiven Halbwellen rufen überhaupt keine Spannung hervor, dagegen bilden sich die negativen Halbwellen absolut formgetreu am Widerstand R aus, so daß auch die der Hochfrequenz aufgeprägte Modulationsfrequenz in all ihren Feinheiten in Erscheinung tritt.

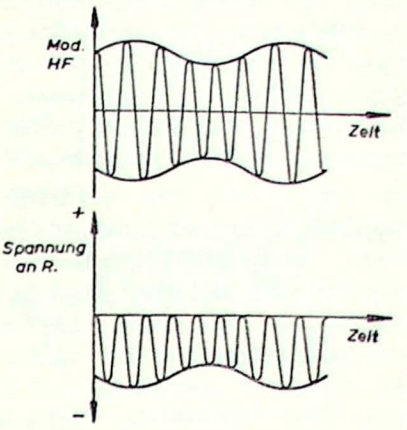


Abb. 123. Zur Wirkungsweise der Schaltung Abb. 122

In Abb. 124 sehen wir die zweite Grundschaltung einer Diode. Der Schwingungskreis LC ist hier in Reihe mit der Diode und dem Widerstand R geschaltet. Auch die Wirkungsweise dieser Anordnung ist ohne weiteres verständlich, wenn man die Ventilwirkung der Röhre in Betracht zieht. Im Diodenstromkreis kommt immer nur dann ein Strom

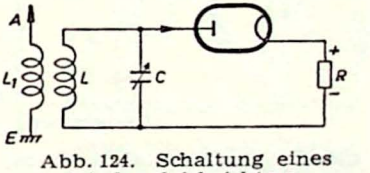


Abb. 124. Schaltung eines Diodengleichrichters, Diode und Widerstand in Reihe

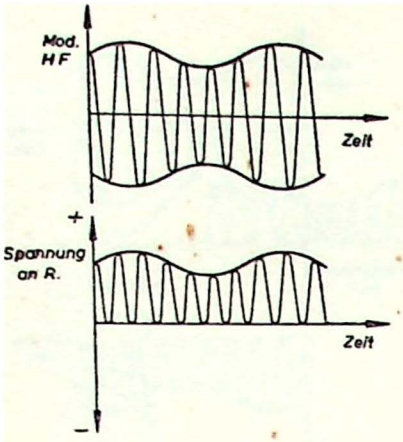


Abb. 125. Zur Wirkungsweise der Schaltung Abb. 124

zustande, wenn der obere Punkt des Schwingungskreises gegenüber dem unteren Anschluß positiv ist. Das entspricht einer Stromrichtung, wie sie in Abb. 124 durch den Pfeil angedeutet ist. Infolgedessen treten am Widerstand R auch immer nur dann Spannungen auf, wenn die Halbwellen positiv sind. In dieser Schaltung werden also gegenüber der Anordnung Abb. 122 die negativen Halbwellen unterdrückt, während die positiven zur Geltung kommen. Das ist deutlich aus Abb. 125 zu ersehen.

Wir wollen nun die Vor- und Nachteile eines Diodengleichrichters besprechen. Vorteilhaft ist zunächst, daß die Kennlinie einer Diode nur in ihrem unteren Teil ein wenig gekrümmt ist, während sie in ihrem weiteren Verlauf praktisch einer Geraden entspricht. In Abb. 126 ist solch eine Kennlinie wiedergegeben. Eine Diode läßt sich außerordentlich weit „aussteuern", d. h. man kann ihr sehr hohe Anodenspannungen bzw. Schwingungskreisspannungen zumuten, ohne befürchten zu müssen, daß die Linearität der Kennlinie nicht ausreicht. Spannungen von 100 bis 200 Volt werden von einer guten Diode ohne weiteres vertragen. Wenn wir bedenken, daß man einem Audion höchstens etwa 1 Volt und dem Anodengleichrichter vielleicht 3 bis 4 Volt zumuten kann, erkennen wir den grundsätzlichen Unterschied zwischen diesen beiden Gleichrichterarten und der Diode. Man wird sie daher vorzugsweise dann verwenden, wenn es sich um die Demodulation sehr großer Spannungen handelt. Damit kann man jedoch nicht rechnen, wenn der Schwingungskreis seine Energie nur aus der Antenne bezieht. In gewöhnlichen Einröhrenschaltungen hat daher die Diode nicht nur keinen Zweck, sondern arbeitet auch recht ungünstig, weil man dann

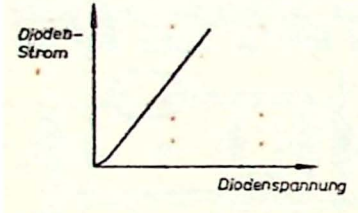


Abb. 126. Kennlinie einer Diode. Es tritt nur im unteren Teil eine Krümmung auf

nämlich praktisch nur den gekrümmten Anfangsteil der Kennlinie nach Abb. 126 ausnützt. Die dadurch entstehenden Verformungen des Diodenstroms sind erheblich größer als Verzerrungen, die sich bei einer größeren Aussteuerung der Kennlinie einstellen. Im letzten Fall tritt nämlich fast nur der lineare Teil in Erscheinung, was eine große Verzerrungsfreiheit bedeutet.

Ein nicht zu übersehender Nachteil der Diode ist die Dämpfung, die sie für den angeschlossenen Schwingungskreis darstellt. In den Abb. 122 und 124 sehen wir, daß im ersten Fall die Diode über den Kondensator C_1 parallel zum Schwingungskreis liegt. Dasselbe gilt übrigens auch für den Widerstand R. Diese Parallelschaltung wirkt sich nun genau so aus, als ob die im Schwingungskreis vorhandenen Verluste beträchtlich erhöht würden. Das ist leicht erklärlich, wenn man den Schwingungskreis als Stromerzeuger (Generator), den Widerstand R und die Diode dagegen als Verbraucher auffaßt. Der Schwingungskreis gibt sowohl an die Diode als auch an den Widerstand R Energie ab, was sich genau so auswirkt, als ob diese Energie in den Verlustwiderständen des Schwingungskreises selbst verbraucht würde. Die Folge ist also eine erhebliche Dämpfung. In der Schaltung Abb. 124 liegen die Verhältnisse etwas besser, weil dort die Diode mit dem Widerstand R in Reihe geschaltet ist. Die Reihenschaltung zweier Widerstände hat jedoch stets einen größeren Wert, als es dem größten der Teilwiderstände entspricht. Als „Belastung" für den Schwingungskreis ist also die Reihenschaltung der Widerstände anzusehen. Je größer der Gesamtwiderstand ist, um so kleiner ist natürlich auch die Belastung, weil jetzt der Strom, den die Diode in den äußeren Kreis liefern muß, entsprechend geringer wird. Aus diesem Grunde wird man die Schaltung Abb. 124 immer dann verwenden, wenn die Dämpfung des Schwingungskreises möglichst klein sein muß.

Mitunter verlangt allerdings die Schaltung des Radiogerätes, daß entweder die positive oder die negative Halbwelle zur Geltung kommt. Durch diese Forderung ist dann natürlich die Wahl der Schaltung bestimmt. Es gibt jedoch auch Mittel, um den dämpfenden Einfluß der Diode entsprechend herabzusetzen. So sehen wir z. B. in Abb. 127 eine Schaltung, die grund-

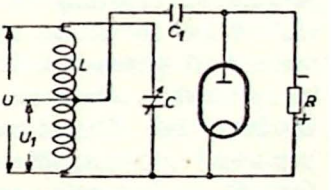


Abb. 127. Anzapfung der Schwingungskreisspule bei einer Diode

sätzlich der Anordnung nach Abb. 122 entspricht. Die Schwingungskreisspule ist jedoch an einer bestimmten Stelle „angezapft", d. h. man schließt an eine der Windungen einen Draht an. So wie man von einem Ohmschen Widerstand längs seiner Oberfläche eine beliebige Spannung abgreifen kann, ist das auch bei der Spule möglich. In Abb. 127 soll z. B. die gesamte Spannung am Schwingungskreis den Wert U haben. Zwischen der Abzapfung und dem unteren Ende des Schwingungskreises bekommt man dann nur die Spannung U_1, die natürlich kleiner als U ist. Diese Spannung wird nun über den Kondensator C_1 an den oberen Anschluß der Diode, wie in Abb. 122, gelegt. Dadurch nutzt man natürlich die gesamte Spannung des Schwingungskreises nicht voll zur Demodulation aus; dafür verursacht die Diode nunmehr eine wesentlich kleinere zusätzliche Dämpfung des Schwingungskreises. Auch das ist durch eine einfache Überlegung leicht verständlich. Die kleinere Spannung U_1 bedeutet nach dem Ohmschen Gesetz einen entsprechend kleineren Strom, der vom Schwingungskreis in den äußeren Stromkreis geliefert werden muß. Zu einem kleineren Strom gehört jedoch auch eine kleinere abgegebene Leistung, was wieder einer geringeren Belastung des Schwingungskreises, also einer kleineren zusätzlichen Dämpfung, entspricht.

Nun haben wir gehört, daß sich die Resonanzspannung um so mehr aufschaukeln kann, je geringer die Dämpfung ist. Bei einer bestimmten Anzapfung kann daher die an sich kleinere Spannung U_1 wegen der geringeren Dämpfung größer sein als die Spannung U, die bei voller Ankopplung der Diode auftreten würde. Der Einfluß der kleineren Dämpfung übersteigt nämlich jetzt den Einfluß der vollen Ankopplung des dann stark gedämpften Schwingungskreises. Es ist daher leicht einzusehen, daß man bei einer ganz bestimmten Anzapfung des Kreises einen Spannungs-Höchstwert erhält. Legt man nämlich die Anzapfung zu tief, so wird die abgegriffene Spannung schließlich so klein, daß auch die beste Entdämpfung nicht mehr viel ausmacht. Koppelt man dagegen den Schwingungskreis zu weit oben an, so drückt die Dämpfung die Spannung wieder herab. Zwischen diesen beiden Extremwerten liegt offenbar ein Bestwert, den man auch rechnerisch bestimmen kann. Darauf wollen wir jedoch nicht weiter eingehen, schon deshalb, weil man die beste Lage der Anzapfung ohnehin meist durch Versuche ermittelt. Als günstig haben sich Anzapfun-

gen etwa im unteren Drittel der Spule des Schwingungskreises erwiesen. In Abb. 128 ist graphisch dargestellt, wie sich die Lage der Anzapfung auf die Höhe der Spannung an R auswirkt. Dem Nullpunkt des Achsenkreuzes entspricht eine Anzapfung an der untersten Windung der Schwingungskreisspule. Je höher man die Anzapfung wählt, um so mehr steigt die Spannung an, um jedoch nach Überschreiten eines gewissen Wertes wieder zu fallen.

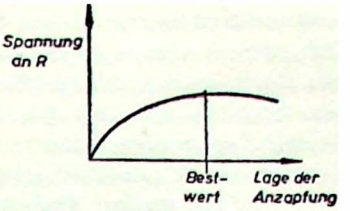


Abb. 128
Zur Lage der Spulenanzapfung

Wenn man die Schaltbilder moderner Radioempfänger betrachtet, so wird man immer wieder auf die eben besprochene Maßnahme stoßen. Welchen Zweck sie hat, wurde in den vorstehenden Zeilen ausführlich beschrieben.

Nun noch einige Worte zur Bemessung der Schaltorgane eines Diodengleichrichters. Der Kondensator C_1 in Abb. 122 hat gewöhnlich Werte zwischen 10 und 50 Picofarad. Macht man ihn wesentlich kleiner, so tritt die schon vom Audion bekannte Spannungsteilung zwischen der zur Strecke Anode-Kathode gehörenden Kapazität und der Kapazität C_1 auf. Dann geht ein beträchtlicher Teil der Schwingungskreisspannung an C_1 nutzlos verloren. Macht man dagegen C_1 wesentlich größer als 50 Picofarad, so werden die hohen Frequenzen der Modulation bereits belastet. Auch über diese Erscheinung sprachen wir bereits auf S. 159, so daß wir nur noch anzudeuten brauchen, daß die Spule L in Abb. 122 für Niederfrequenz praktisch keinen Widerstand hat. Infolgedessen liegt die Kapazität C_1 dem Widerstand R parallel, worauf die erwähnte Beschneidung der hohen Frequenzen zurückzuführen ist.

Den Widerstand R wählt man etwa zwischen 0,1 und 0,5 Megohm. Man geht dabei von der Überlegung aus, daß dieser Wert groß gegenüber dem Innenwiderstand der Diode sein muß. Macht man ihn zu klein, dann trifft ein erheblicher Teil der Niederfrequenzspannung auf den Dioden-Innenwiderstand; dieser Betrag ist natürlich als verloren anzusehen. Macht man dagegen den Widerstand R zu groß, so ergibt sich erstens ein ungünstiger Arbeitspunkt auf der Kennlinie; zweitens machen sich schon kleine Kapazitäten, die parallel zu R liegen, sehr störend bemerkbar. Es kommt nämlich immer auf das Verhältnis des kapazitiven Widerstandes zum Ohm-

schen Widerstand R an. Ist R klein, der Widerstand des Kondensators jedoch groß, so tritt praktisch nur der Wert von R in Erscheinung. Vergrößert man R dagegen so weit, bis er in die Größenordnung des kapazitiven Widerstandes kommt, so macht sich auch dieser stark bemerkbar. Da man gewisse schädliche Kapazitäten parallel zu R nie ganz vermeiden kann, darf dieser Widerstand daher einen bestimmten Wert nicht überschreiten.

Wir haben nun die Wirkungsweise der in der Radiotechnik wichtigsten Demodulatoren ziemlich genau kennengelernt und wollen zusehen, wie man einfache Einröhrengeräte, die praktisch nur aus einem Demodulator und dem zugehörigen Schwingungskreis bestehen, aufbaut.

4. Praktischer Aufbau einfacher Empfänger

Wer sich nicht nur mit der meist etwas grauen Theorie, sondern auch mit der Praxis der Radiotechnik beschäftigen will, tut gut daran, seine Versuche mit dem Bau ganz einfacher Empfänger zu beginnen. Es ist sogar vorteilhaft, wenn man zunächst überhaupt von dem Bau eines Empfängers absieht und sich durch einfache Versuche mit Einzelteilen, z. B. Röhren, Kondensatoren, Spulen usw., mit der Arbeitsweise der verschiedenen Bauteile, aus denen sich ein Empfänger zusammensetzt, vertraut macht. Erst dann sollte man mit dem Aufbau von Empfangsschaltungen beginnen. Dafür eignen sich z. B. nicht nur kleine Einröhrenempfänger, sondern auch Detektorapparate, die besonders anspruchslos sind und sich mit dem geringsten Aufwand herstellen lassen. In Abb. 1, Tafel VI, sehen wir ein ganz einfaches Detektorgerät. Links ist die Schwingungskreisspule zu erkennen, die aus zwei verschiedenen Wicklungen besteht. Die untere große Wicklung ist die eigentliche Schwingungskreiswicklung, der man etwa 70 Windungen gibt, wenn der Durchmesser des Pertinaxzylinders 40 . . . 50 mm beträgt. Als Draht verwendet man einen mit Seide oder Baumwolle isolierten Kupferdraht von rund 0,4 mm Durchmesser, der Windung neben Windung gewickelt wird. Oberhalb der Schwingungskreiswicklung sehen wir in Abb. 1, Tafel VI, die Antennenspule, die etwa dreimal weniger Windungen gegenüber der Schwingungskreisspule erhält. Der Abstand zwischen beiden Wicklungen beträgt rund 5 mm.

Vor der Spule ist der Detektor befestigt, zweckmäßigerweise eine heute billig käufliche Ausführung. Der in der Abbildung gezeigte Detektor besitzt links eine Halterung für den Kristall und rechts ein drehbares Gelenk, in dem ein Stift ruht, an dessen Spitze sich die Kontaktfeder befindet. Der Stift ist in dem Gelenk nicht nur drehbar, sondern auch verschiebbar angeordnet, so daß sich jede beliebige Stelle des Kristalls mit mehr oder weniger großem Druck abtasten läßt. Die Detektoren enthalten gewöhnlich Anschlußstecker, so daß man entsprechende Haltebuchsen vorsehen muß. Wie sie befestigt werden, geht aus Abb. 1, Tafel VI, hervor.

Rechts von Spule und Detektor ist der Drehkondensator des Schwingungskreises angeordnet. Es handelt sich hier um einen hochwertigen Luftkondensator, der mit Hilfe von Haltebügeln auf dem Grundbrett befestigt ist. Die Achse des Kondensators wird mit einem Drehknopf ausgerüstet. Im Vordergrund der Abb. 1, Tafel VI, ist noch eine kleine Leiste aus Isoliermaterial für die Anschlüsse von Antenne und Erde zu erkennen. Die Verbindung der einzelnen Teile nimmt man auf Grund der Schaltung mit ziemlich starkem isolierten Kupferdraht vor, der an den Anschlußstellen sauber verlötet wird.

Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß man heute für praktische Zwecke, d. h. für Geräte, die dauernd Dienst tun sollen, die eben besprochene Bauweise nicht mehr anwendet. So wird man vor allem heutzutage keine großen Zylinderspulen, sondern nur noch moderne kleine Eisenkernspulen heranziehen, weil diese Ausführungen viel kleiner und auch in elektrischer Hinsicht besser sind. Ferner baut man die Einzelteile gewöhnlich auf einem flachen, unten offenen Aluminiumkasten, einem sog. „Chassis", auf und verzichtet gerne auf eine Frontplatte. Für die ersten Versuche ist das jedoch alles nicht nötig; es ist sogar viel instruktiver und lehrreicher, wenn man sich an den hier vorgeschriebenen Aufbau hält, weil man dann eine besonders gute Übersicht über die einzelnen Organe hat.

Abb. 2, Tafel VI, zeigt den ebenfalls sehr einfachen Aufbau eines Audionempfängers. Auch hier gilt das soeben über den Aufbau Gesagte. Im Vordergrund ist deutlich die Spule zu erkennen, die sich dieses Mal aus drei Wicklungen zusammensetzt. Die oberste Wicklung verkörpert die Antennenspule; von dort führen zwei Anschlußdrähte zu zwei Klemmen für Antenne und Erde. Die mittlere Wicklung stellt die Schwin-

gungskreisspule dar. Der zugehörige Drehkondensator befindet sich auf der rechts im Bild sichtbaren Frontplatte. Bei diesem Gerät ist kein Luftdrehkondensator, sondern ein wesentlich kleinerer Hartpapierkondensator verwendet worden.

Die untere Wicklung dient zur Rückkopplung. Wie das Bild zeigt, sind hier mehr Windungen vorgesehen. Der zugehörige Rückkopplungskondensator ist ebenfalls auf der Frontplatte montiert.

Zwischen Spule und Frontplatte befindet sich die Röhre. Sie steckt in einer Fassung, die unmittelbar auf dem Grundbrett sitzt. Gitterwiderstand und Gitterkondensator sind „freitragend" in die Schaltung gelötet, eine Montageweise, die man bei Radiogeräten sehr häufig antrifft. Man spart sich dadurch nicht nur eine umständliche Befestigung, sondern kommt außerdem in den Genuß gewisser elektrischer Vorteile. Wir hörten schon früher, daß parallel zum Gitterwiderstand eine möglichst kleine zusätzliche Kapazität liegen soll. Nun tragen Halterungen für Widerstände usw. erheblich zur Vergrößerung der schädlichen Kapazität bei. Aus diesem Grund ist der freitragende Aufbau von kleinen Widerständen und Kondensatoren stets sehr vorteilhaft. Der Gitterwiderstand ist in Abb. 2, Tafel VI, der kleine zylindrische Körper unmittelbar an der Röhrenfassung. Der Gitterkondensator befindet sich etwas rechts davon. Abb. 1 Tafel X zeigt die heute in der Industrie übliche moderne Bauweise bei Radiogeräten.

Über die Bemessung der drei Spulenwicklungen gilt das schon früher Gesagte. Die Rückkopplungswicklung muß übrigens richtig gepolt sein! Die rückkoppelnde Spannung soll nämlich die schon vorhandene Schwingungskreisspannung immer im richtigen Takt anstoßen; nur dann tritt der gewünschte entdämpfende Effekt auf. Es ist genau wie bei einer Schaukel, die man nur dann richtig in Schwingung versetzen kann, wenn man die schon bestehende Schaukelbewegung unterstützt. Bewegt sich die Schaukel z. B. nach vorne, so darf man ihr keinen Gegenstoß versetzen, weil man die Bewegung sonst abbremsen würde. Wenn sie dagegen gerade nach hinten schwingt, kann man dies durch einen zusätzlichen Stoß unterstützen. Genau so ist es bei der Rückkopplung. Hat der Schwingungskreis gerade eine positive Amplitude, so muß die Rückkopplungsschwingung ebenfalls positiv gerichtet sein. Nur dann schaukeln sich die Schwingungen wunschgemäß auf.

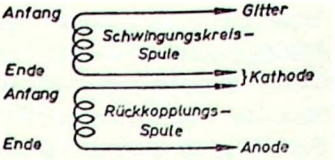


Abb. 129. Richtige Polung der Rückkopplungsspule

Der Elektrotechniker sagt, zwischen der Schwingungskreisspannung und der Rückkopplungsspannung darf keine „Phasenverschiebung" herrschen. Das erreicht man ohne weiteres durch eine richtig gepolte Rückkopplungsspule. In Abb. 129 ist dargestellt, wie man vorzugehen hat. Zunächst gilt als Grundregel, daß Schwingungskreisspule und Rückkopplungsspule gleichsinnig gewickelt werden. Wenn also beispielsweise die Windungen der einen Spule im Uhrzeigersinn auf den Trägerkörper gewickelt worden sind, so muß das auch bei der anderen Spule der Fall sein. Bei gleichsinniger Wicklung liegt nun der Anfang der Schwingungskreisspule am Gitter der betreffenden Röhre, während das Ende mit der Kathode in Verbindung steht. Bei der Rückkopplungsspule ist es genau umgekehrt. Das Wicklungsende führt auf die Anode, während der Wicklungsanfang an der Kathode liegt. Ist das der Fall, so unterstützt die Rückkopplungsspannung ohne weiteres die Schwingungskreisspannung, und man bekommt den gewünschten Rückkopplungseffekt. Würde man entweder die Anschlüsse der ersten oder die der zweiten Spule vertauschen, so bekäme man das Gegenteil einer Rückkopplung, eine sogenannte Gegenkopplung. Die positiven Amplituden der Rückkopplungsspannung würden jetzt nämlich mit negativen Amplituden der Schwingungskreisspannung zusammentreffen, und die eine Schwingung würde die andere gewissermaßen abbremsen. Elektrisch gesehen bedeutet diese Erscheinung, daß der Schwingungskreis nicht entdämpft, sondern noch stärker gedämpft werden würde, als das ohne Rückkopplung sowieso schon der Fall ist. Will man also einen Rückkopplungsempfänger zum einwandfreien Arbeiten bringen, so muß man auf die in Abb. 129 dargestellte Polarität entsprechend Rücksicht nehmen.

Man kann auch die beiden Spulen „gegensinnig" wickeln. Ist das der Fall, so ergibt sich unter Beibehaltung der Anschlüsse nach Abb. 129 eine Gegenkopplung. Wenn man jetzt die Anschlüsse einer Spule vertauscht, hat man wieder die erwünschte Rückkopplung. Wenn also aus Versehen einmal irgendeine Spule falsch gewickelt wurde, so kann man sich auf diese Weise noch nachträglich helfen. Die gleichsinnige

Wicklung ist jedoch vorzuziehen, weil sonst entweder das Anodenende oder das Gitterende einer Wicklung in unmittelbarer Nachbarschaft des Kathodenanschlusses liegt. Laufen nun die Zuführungsdrähte der Spule auf eine längere Strecke parallel, so bilden sie miteinander einen — wenn auch kleinen — Kondensator, der nicht in die Schaltung gehört und daher unerwünscht ist.

Beim praktischen Aufbau kleiner Empfänger hat man heute die verschiedensten Möglichkeiten. Das zeigt unser Buch „Radiopraxis für Alle" (Franckh'sche Verlagshandlung), in dem genaue Bauanleitungen für viele moderne Radioempfänger sowie für Meßgeräte, Antennen, Sondereinrichtungen in leicht verständlicher Form, mit genauen Schaltskizzen und Fotos, enthalten sind.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Die Rückkopplung hat den Zweck, den Schwingungskreis zu entdämpfen.

2. Die entdämpfende Wirkung der Rückkopplung wird dadurch erreicht, daß man dem Schwingungskreis fast genau soviel Energie zuführt, als in seinen Verlustwiderständen verbraucht wird.

3. Die Rückkopplung wird dadurch hervorgerufen, daß man die im Anodenkreis einer Röhre verstärkt auftretende Hochfrequenzspannung über einen Kondensator und eine Spule dem Schwingungskreis wieder zuführt.

4. Führt man dem Schwingungskreis mehr Energie zu, als seine Verlustwiderstände verbrauchen, so wird aus dem Empfänger ein Sender. Die Schwingung hält sich dann auch ohne Energiezufuhr von außen aufrecht.

5. Das Rückkopplungspfeifen beruht auf der Überlagerung der Antennenschwingung und der im Empfänger selbst zustande kommenden Schwingung. Die Frequenz des Pfeifens entspricht der Differenz der beiden Hochfrequenzen.

6. Das genaue Einstellen der Entdämpfung ist für ein einwandfreies Arbeiten des Gerätes von großer Bedeutung. Man muß auf einen weichen Schwingungseinsatz achten, den harten Einsatz jedoch unbedingt vermeiden.

7. Die Art des Schwingungseinsatzes hängt vor allem vom Arbeitspunkt auf der Röhrenkennlinie ab.

8. Die Ausgestaltung und die Bemessung der jeweiligen Rückkopplungsschaltung haben keinen Einfluß auf den Rückkopplungseinsatz. Es ist an sich gleichgültig, welche Schaltung man verwendet.

9. Die Einstellung der Rückkopplung soll nach Möglichkeit nicht mit einer Änderung von Gleichspannungen oder Gleichströmen verbunden sein.

10. Der Rückkopplungskondensator soll nicht größer sein, als es für eine ausreichende Rückkopplung unbedingt erforderlich ist. Ein zu großer Rückkopplungskondensator führt zur Benachteiligung der hohen Tonfrequenzen.

11. Während beim Audion die Gleichrichtung im Gitterkreis zustande kommt, beruht die Wirkung des Anodengleichrichters auf dem unteren Knick der Anodenstrom-Gitterspannungskennlinie.

12. Der Anodengleichrichter kann etwas größere modulierte Hochfrequenzspannungen verarbeiten als der Gittergleichrichter. Er ist jedoch weniger empfindlich.

13. Beim Anodengleichrichter ist der Rückkopplungseinsatz von Natur aus ungünstiger als beim Audion.

14. Jeder Anodengleichrichter benötigt im Gegensatz zum Audion eine bestimmte negative Gittervorspannung, die man durch eine zusätzliche Stromquelle oder durch einen Hilfswiderstand in der Kathodenleitung erzeugen kann.

15. Beim Diodengleichrichter unterscheidet man zwischen zwei Schaltungen, der Parallel- und der Reihenschaltung. Im ersten Fall wird die negative Halbwelle, im zweiten Fall dagegen die positive Halbwelle ausgenützt. Die zusätzliche Dämpfung der Parallelschaltung ist größer als die der Reihenschaltung.

16. Der Diodengleichrichter kann wesentlich größere Spannungen verzerrungsfrei demodulieren als der Anoden- und Gittergleichrichter.

17. Der Diodengleichrichter benötigt keine Anodengleichspannung.

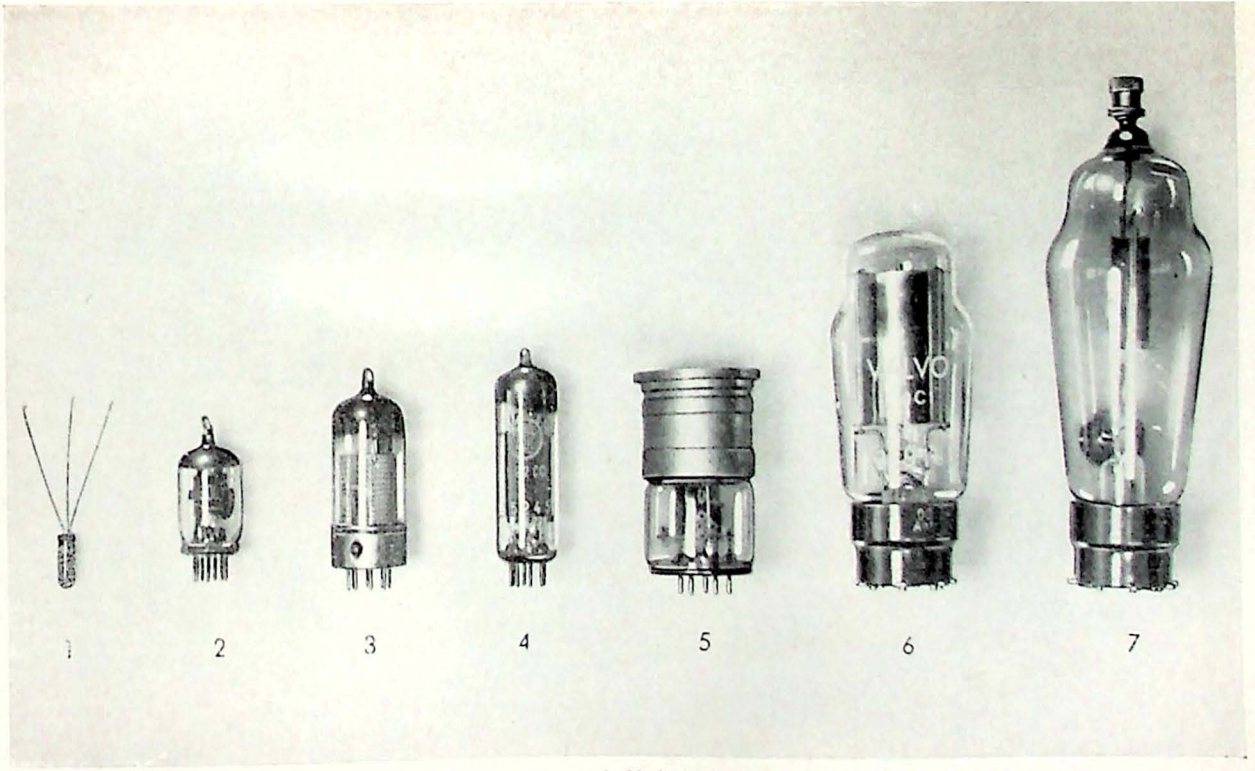
18. Will man die Dämpfung der Diode weniger zur Geltung bringen, so kann man die Spule des Schwingungskreises anzapfen. Die Anzapfung erfolgt gewöhnlich etwa im unteren Drittel.

19. Die richtige Polung der Rückkopplungswicklung ist von Bedeutung, wenn die Rückkopplung richtig arbeiten soll.

20. Bei verkehrter Polung der Spulen tritt Gegenkopplung auf.

Fünftes Radio-Quiz

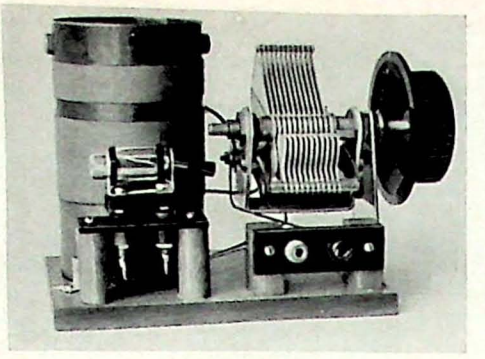
1. Die Rückkopplungsenergie wird auf den Schwingungskreis übertragen
   a) durch den Gitterwiderstand,
   b) durch die Elektronenröhre,
   c) durch eine mit der Schwingungskreisinduktivität gekoppelten Spule.
2. Die Drossel im Anodenkreis eines rückgekoppelten Empfängers hat die Aufgabe,
   a) die Hochfrequenz im Anodenkreis kurzzuschließen,
   b) die Tonwiedergabe zu verbessern,
   c) genügend Hochfrequenz an der Röhrenanode entstehen zu lassen.
3. Die Rückkopplung hat die Aufgabe,
   a) den Schwingungskreis zu entdämpfen und dadurch Empfindlichkeit und Trennschärfe zu steigern,
   b) die tiefen Töne der Modulationsfrequenz besser zu Gehör zu bringen,
   c) den Arbeitspunkt der Röhre auf den günstigsten Wert zu schieben.
4. Rückkopplung kann hervorgerufen werden
   a) durch einen sehr großen Gitterkondensator,
   b) durch einen kleinen Anodenwiderstand,
   c) durch Übertragung hochfrequenter Energie von der Anodenseite auf die Gitterseite.
5. Die Rückkopplung erhöht die Empfindlichkeit, weil
   a) die Resonanzspannung stark anwächst,
   b) der Anodenkreis als Antenne wirkt,
   c) die Antennenspannung vergrößert wird.
6. Der richtige Grad der Rückkopplung ist erreicht, wenn
   a) die rückgekoppelte Energie größer ist als die Verlustenergie im Schwingungskreis,



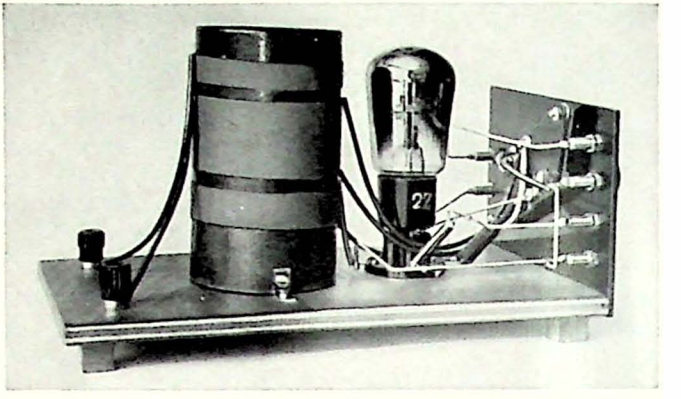
1. Flächentransistor der Firma Valvo — 2. Miniaturröhre — 3. Rimlockröhre — 4. Novalröhre — 5. Wehrmacht-Dezimeterröhre — 6. Moderner Glimmstreckenstabilisator (Valvo) — 7. Hochspannungs-Gleichrichterröhre

Tafel V

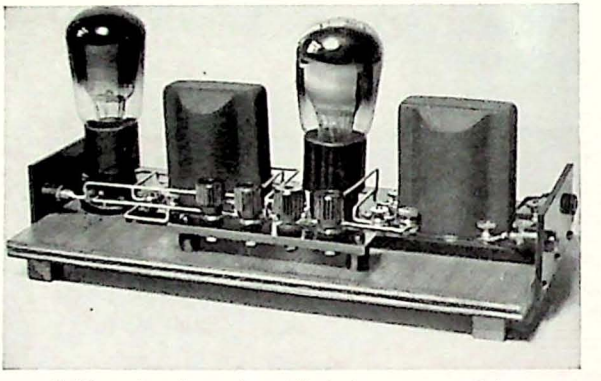
Tafel VI



1. Versuchsaufbau eines Detektorempfängers
(Demonstrationsgerät)



2. Versuchsaufbau eines Audionempfängers
(Demonstrationsgerät)



3. Versuchsaufbau eines Niederfrequenzverstärkers
(Demonstrationsgerät)

b) beide Energien nach a) gleich groß sind,
c) die rückgekoppelte Energie wesentlich kleiner als die Verlustenergie des Schwingungskreises ist.

7. Rückkopplungspfeifen tritt auf, wenn
   a) die Drossel in der Anodenleitung zu groß ist,
   b) der Arbeitspunkt falsch gewählt wurde,
   c) der Empfänger schwingt und außerdem eine Antennenspannung auf den Schwingungskreis wirkt.

8. Man erzielt einen weichen Rückkopplungseinsatz durch
   a) einen möglichst kleinen Rückkopplungskondensator,
   b) einen geringen Abstand zwischen Schwingungskreisspule und Rückkopplungsspule,
   c) die Wahl eines richtigen Arbeitspunktes.

9. Die Rückkopplung setzt hart ein, wenn
   a) die Steilheit der Röhre mit wachsender Amplitude größer wird,
   b) der Anodenstrom der Röhre zu groß ist,
   c) der Rückkopplungskondensator zu groß ist.

10. Die Rückkopplung erhöht die Trennschärfe, weil
    a) die Resonanzkurve durch die Entdämpfung spitzer wird,
    b) die Empfindlichkeit sich erhöht,
    c) die Antennenenergie mehr zur Auswirkung kommt.

11. Bei einer Veränderung des Rückkopplungsgrades soll
    a) gleichzeitig die Gittervorspannung geändert werden,
    b) die Schirmgitterspannung bei Verwendung einer Pentode vergrößert werden,
    c) nur die Größe der rückgekoppelten Energie schwanken.

12. Der Rückkopplungskondensator soll nicht zu groß gemacht werden, weil sonst
    a) die Tonwiedergabe verfälscht wird,
    b) zu leicht Rückkopplungspfeifen auftritt,
    c) die Empfindlichkeit des Empfängers herabgesetzt wird.

13. Der Anodengleichrichter ist
    a) unempfindlicher als das Audion,
    b) empfindlicher als die Diode,
    c) unempfindlicher als der Detektorempfänger.

14. Der Anodengleichrichter benötigt eine negative Gittervorspannung, damit
    a) eine Demodulation zustandekommt,
    b) die Tonwiedergabe unverzerrt ist,
    c) möglichst viel Anodenstrom gespart wird.
15. Die Rückkopplung bei einem Anodengleichrichter ist
    a) weicher als beim Audion,
    b) härter als beim Audion,
    c) überhaupt nicht einstellbar.
16. Der Schirmgitterwiderstand bei einem Anodengleichrichter mit Pentode darf einen bestimmten Wert nicht unterschreiten, weil sonst
    a) die Rückkopplung zu hart einsetzt,
    b) die Empfindlichkeit zu gering ist,
    c) die hohen Töne unterdrückt werden.
17. Die Dämpfung eines Diodengleichrichters ist am größten
    a) bei der Parallelschaltung von Diode und Schwingungskreis,
    b) bei der Reihenschaltung von Diode und Schwingungskreis,
    c) bei zu tiefer Lage des Anzapfpunktes der Schwingungskreisspule.
18. Bei der Diodengleichrichter-Parallelschaltung wird
    a) die positive Halbwelle unterdrückt,
    b) die negative Halbwelle unterdrückt,
    c) eine Halbwelle stärker als die andere wiedergegeben.
19. Ein Diodengleichrichter hat gegenüber dem Audion Vorzüge bei der Demodulation von
    a) sehr kleinen Spannungen,
    b) sehr großen Spannungen,
    c) sehr tiefen Tonfrequenzen.
20. Durch die Anzapfung der Schwingungskreisspule bei Diodengleichrichtung
    a) steigt die demodulierte Spannung,
    b) bleibt die Spannung gleich,
    c) ist die Spannung kleiner als vor der Anzapfung.

6. Kapitel: Hochfrequenzverstärkung

1. Allgemeines zur Hochfrequenzverstärkung

Wir hörten bereits in früheren Kapiteln, daß die an der Empfangsantenne auftretenden Hochfrequenzspannungen mitunter sehr klein sein können. Das trifft insbesondere zu, wenn man Fernsender empfangen will. Diese Sender rufen bekanntlich in der Empfangsantenne oft nur Spannungen in der Größenordnung von wenigen Milliontel Volt hervor. Wollte man diese winzigen Spannungen nun einem Demodulator, z. B. einem Anodengleichrichter oder auch einem Audion zuführen, so würde auch der empfindlichste Kopfhörer keinen Laut von sich geben. Jeder Demodulator verbraucht nämlich einen Teil der ihm zugeführten elektrischen Energie in sich selbst, so daß für den angeschlossenen Kopfhörer noch weniger zur Verfügung steht, als in der Antenne vorhanden ist. Daraus geht hervor, daß man mit den bisher beschriebenen Geräten nur nahe und starke Sender aufnehmen kann, die an der Empfangsantenne einen bestimmten Spannungs-Mindestwert erzeugen.

Noch ein anderer Grund ist für die Beurteilung der Verhältnisse wichtig. Wenn die Elektronen eine heiße Kathode verlassen, so erfolgt dieser Austritt nicht vollkommen regelmäßig, sondern jedes Elektron verläßt die Kathode zu einem Zeitpunkt, der von den anderen Elektronen gar nicht abhängt. Das einzelne Elektron kümmert sich gewissermaßen überhaupt nicht um seine Nachbarn. So kommt es, daß in einem bestimmten Zeitaugenblick besonders viel, in einem anderen Zeitaugenblick dagegen verhältnismäßig wenig Elektronen die Kathode verlassen. Das bedeutet aber nichts anderes, als daß der Anodenstrom dauernd etwas schwankt. Er ruft infolgedessen in dem im Anodenkreis liegenden Fernhörer ebenfalls kleine Schwankungen des magnetischen Feldes hervor, was das Auftreten von Schallwellen zur Folge hat, die unser Ohr als leises Rauschen empfindet. Sind nun die von der Modulationsspannung hervorgerufenen Töne schwächer als dieses leise Rauschen, so werden die Töne von

dem Rauschen gewissermaßen überdeckt. Wir kennen ähnliche Verdeckungseffekte in reicher Auswahl aus dem täglichen Leben; viele unserer Leser werden sich schon geärgert haben, wenn sie ein schwaches Telefongespräch nicht verstehen konnten, weil im gleichen Raum ein Staubsauger lief.

Unsere Überlegungen zeigen, daß für einen guten Empfang eine bestimmte Mindestspannung am Eingang des Demodulators erforderlich ist. Wir brauchen daher eine Vorrichtung, mit der die schwachen, von Fernsendern erzeugten Antennenspannungen so weit heraufgesetzt werden können, daß der Fernhörer darauf reagiert und daß das Rauschen keine Rolle mehr spielt. Die moderne Elektronenröhrentechnik versetzt uns heute in die Lage, in dieser Hinsicht den höchsten Ansprüchen gerecht zu werden.

Organe für die Verstärkung der hochfrequenten Antennenspannungen nennt man Hochfrequenzverstärker. Davon soll in diesem Kapitel die Rede sein.

Die grundsätzliche Wirkungsweise der Elektronenröhre als Verstärker haben wir bereits auf Seite 122 ff. kennengelernt. Wir wollen uns daher vor allem ein Bild über die in diesem speziellen Fall erforderlichen Schaltungen machen. Man unterscheidet grundsätzlich zwischen zwei verschiedenen Möglichkeiten, nämlich der aperiodischen Hochfrequenzverstärkung und der Resonanzverstärkung. Die Bedeutung beider Bezeichnungen wird sich aus dem Inhalt der folgenden Abschnitte ergeben.

2. Aperiodische Hochfrequenzverstärker

Das Wort „aperiodisch" klingt sehr gelehrt, umreißt jedoch einen außerordentlich einfachen Begriff. Aperiodisch bedeutet soviel wie nicht periodisch. Einen ausgesprochen periodischen Vorgang haben wir in Form der Sinusschwingung vor uns. Diese Schwingung ist dadurch gekennzeichnet, daß bestimmte Zustände in vollkommen regelmäßigen Zeitabschnitten wiederkehren. Denken wir nur an das Pendel einer Uhr. Es wird innerhalb ganz bestimmter und stets gleich großer Zeiten immer wieder einen Höchstausschlag nach links oder rechts aufweisen. Denselben Vorgang finden wir auch bei einer elektrischen Schwingung, die innerhalb ganz bestimmter Zeiten positive oder negative Amplituden zeigt. Wir sprechen dann

von einer periodischen Schwingung und bezeichnen den ganzen Vorgang als periodisch.

Was ist nun aperiodisch? Mit diesem Wort will man offenbar einen Vorgang oder einen Zustand näher beschreiben, der innerhalb gleichbleibender Zeiten nicht wiederkehrt. Ein Schwingungskreis verhält sich vollkommen periodisch. Wird ihm einmal ein bestimmtes Energiequantum zugeführt, so wird diese Energie in absolut gleichmäßigem Rhythmus zwischen Kondensator und Spule hin- und herpendeln. Wie verhält sich aber ein Ohmscher Widerstand? Der in ihm auftretende Strom folgt ganz genau der ihn erzeugenden Spannung. Ist die Spannung groß, so hat auch der Strom eine entsprechende Größe. Ändert sich die Spannung schnell, so ändert sich der Strom mit derselben Geschwindigkeit. Weicht der Verlauf der Spannung von der Sinusform ab, so ist das beim Strom auch der Fall. Der Widerstand hat also keinen eigenen, vor allem keinen periodischen Charakter. Er läßt gewissermaßen alles, was an ihn von außen herantritt, ohne weiteres über sich ergehen. Dieses Verhalten wird aperiodisch genannt. Daß sich ein Ohmscher Widerstand aperiodisch verhält, rührt vor allem daher, daß sich sein Wert in Abhängigkeit von der Frequenz überhaupt nicht ändert. Ein wirklich rein Ohmscher Widerstand wird seinen Wert beibehalten, ganz gleich, bei welcher Frequenz er gerade betrieben wird.

Die Verwendung solcher aperiodischer Ohmscher Widerstände in Elektronenröhrenverstärkern verleiht dem ganzen Verstärker ähnliche Eigenschaften. Er verstärkt grundsätzlich jede Frequenz, wenigstens innerhalb der Grenzen, innerhalb deren die Widerstände wirklich aperiodisch sind. Wir werden später noch sehen, daß es in der Praxis nicht ganz einfach ist, „Aperiodizität" in einem wirklich großen Frequenzbereich zu erzielen.

Zum Verständnis eines aperiodischen Verstärkers betrachten wir Abb. 130. Die Antenne A ist über den Kondensator C an das Gitter der Röhre V angeschlossen. Um den richtigen Arbeitspunkt einzustellen, wird dem Gitter

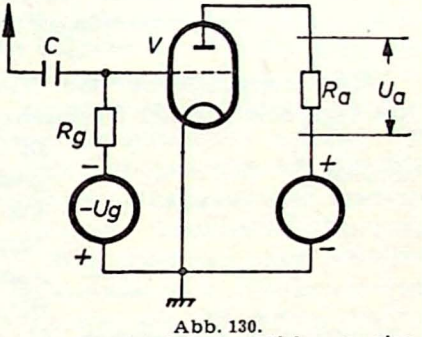


Abb. 130.
Zum Verständnis der Wirkungsweise eines aperiodischen Verstärkers

eine negative Vorspannung — U_g über den Widerstand R_g, den sog. Gitterwiderstand, zugeführt. Dieser Gitterwiderstand hat einen doppelten Zweck. Einerseits stellt er eine leitende Verbindung zwischen der Vorspannung und dem Gitter her (Verbindungen, die für Gleichstrom durchlässig sind, nennt man auch mit einem Fremdwort „galvanische" Verbindungen). Anderseits verhindert dieser Widerstand einen Kurzschluß der hochfrequenten Antennenspannung über den vernachlässigbar kleinen inneren Widerstand der Stromquelle für die Gittervorspannung.

Die hochfrequente Antennenspannung gelangt also über den Kondensator C auf das Gitter einer Röhre, deren Arbeitspunkt richtig eingestellt ist. Im Anodenkreis dieser Röhre liegt nun ein Widerstand R_a, der vom Anodengleichstrom und vom Anodenwechselstrom durchflossen wird. Infolgedessen entsteht an ihm auf Grund der Ausführungen auf Seite 123 eine Wechselspannung U_a von derselben Frequenz, wie sie die Gitterwechselspannung aufweist. Je nach Größe des Anodenwiderstandes und der Röhrensteilheit ist die Anodenwechselspannung erheblich größer als die Gitterwechselspannung. Wir haben also die erwünschte Verstärkung mit einfachen Mitteln erzielt.

Von einem Verstärker interessiert neben dem Verstärkungsgrad in erster Linie, ob die Verstärkung bei jeder Frequenz gleich groß, d. h. ob der Verstärker frequenzunabhängig ist. Wir wissen, daß die Verstärkung weitgehend von der Größe des Anodenwiderstandes R_a abhängt. Nachdem wir für R_a einen Ohmschen Widerstand verwenden, ändert sich dessen Wert in Abhängigkeit von der Frequenz nicht. Folglich muß sich der ganze Verstärker ebenso verhalten. Wenn der Außenwiderstand frequenzabhängig ist, trifft das auch für die Verstärkung zu.

Man kennzeichnet das Verhalten eines Verstärkers in Abhängigkeit von der Frequenz durch seine „Frequenzkurve". In Abb. 131 ist ein Beispiel dargestellt. Man trägt die Größe des Verstärkungsgrades auf der senkrechten Achse, die in Betracht kommende Frequenz dagegen auf der waagrechten Achse auf. Die Frequenzkurve selbst bildet eine parallel zur waagrechten Fre-

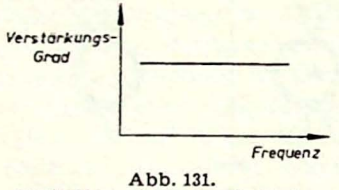


Abb. 131.
Verhalten eines aperiodischen Verstärkers in Abhängigkeit von der Frequenz

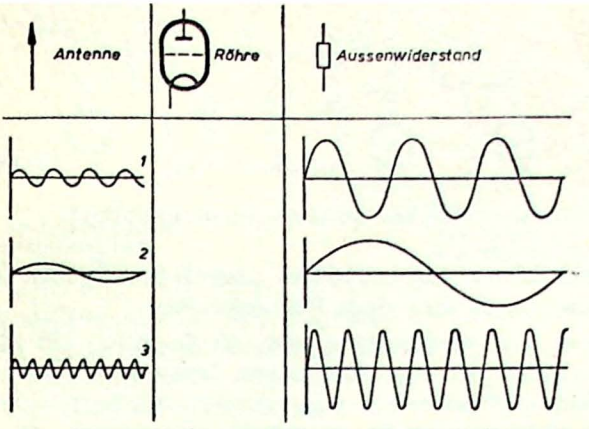


Abb. 132. Schematische Darstellung des Verstärkervorganges

quenzachse verlaufende gerade Linie. Das bedeutet, daß zu jeder Frequenz derselbe Verstärkungsgrad gehört. Die Frequenzkurve sagt also unmittelbar aus, daß der Verstärker vollkommen frequenzunabhängig arbeitet.

Wir haben nun das Wesen des aperiodischen Verstärkers genau kennengelernt. Er ist in der Lage, jede beliebige Frequenz absolut gleichmäßig zu verstärken. Diese Eigenschaft wird von einem Hochfrequenzverstärker an und für sich auch gewünscht, denn er soll die Antennenspannungen aller Sender, deren Empfang überhaupt in Betracht kommt, ausreichend und gleichmäßig verstärken. Damit wir uns von diesem wichtigen Vorgang auch wirklich ein anschauliches Bild machen können, sind in Abb. 132 die Verhältnisse nochmals dargestellt. Wir sehen in der linken Hälfte dieser Abbildung das Symbol einer Antenne angedeutet; darunter sind drei Wechselspannungen verschiedener Frequenz (1, 2, 3) gezeichnet, mit denen die auf der Antenne vorhandenen Senderspannungen gemeint sind. Diese Spannungen werden nun gleichzeitig in der Röhre verstärkt und erscheinen am Anodenaußenwiderstand mit genau derselben Frequenz und Kurvenform, jedoch mit wesentlich größerer Amplitude. Das zeigt die rechte Hälfte der Abb. 132. Wir erkennen ohne weiteres, daß unser aperiodischer Verstärker alle nur denkbaren Frequenzen verstärken kann. Verbinden wir daher den Außenwiderstand mit dem Schwingungskreis eines Audionempfän-

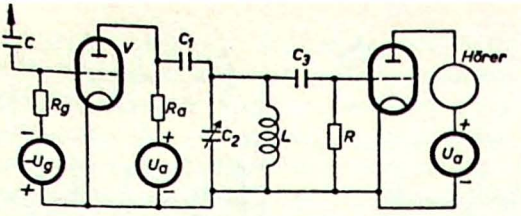


Abb. 133. Ein einfaches Zweiröhren-Gerät

gers, so haben wir ein einfaches „Zweiröhrengerät" mit einer Hochfrequenzstufe und dem Demodulator.

Wie man das praktisch macht, ist in Abb. 133 dargestellt. Wir sehen zunächst den uns schon bekannten Verstärkerteil mit der Röhre V und den zugehörigen Widerständen R_g und R_a. Die an R_a auftretende verstärkte Hochfrequenz wird nun über den Kondensator C_1 auf den Schwingungskreis C_2L übertragen. Anschließend folgt die uns ebenfalls schon bekannte Audionschaltung mit dem Gitterkondensator C_3 und dem Gitterwiderstand R. Der Kondensator C_1 wird benötigt, um die an R_a vorhandene Anodengleichspannung vom Schwingungskreis fernzuhalten. Diese Spannung hat ja an sich mit der Verstärkung nichts zu tun und braucht daher auch nicht weiter übertragen zu werden. Maßgebend ist allein die Anodenwechselspannung, für die der Kondensator C_1 keinen nennenswerten Widerstand bildet.

Wir erwähnten bereits auf Seite 54, daß wir einen gewöhnlichen Ohmschen Widerstand, wie wir ihn in jedem Radiogeschäft kaufen können, nicht unbeschränkt als frequenzunabhängig ansehen dürfen. In Abb. 134 ist z. B. in etwas übertriebener Darstellung ein Ohmscher Festwiderstand skizziert. Er besteht aus dem eigentlichen Widerstandskörper und den beiden Anschlußkappen K zum Einklemmen der Drähte. Solch ein Widerstand besitzt Eigenschaften, die seine Brauchbarkeit bei höheren Frequenzen in Frage stellen. Wenn wir Abb. 134 näher betrachten, so sehen wir, daß die beiden Anschlußkappen K zum Einklemmen der Widerstandsröhre einen Kondensator mit den wirksamen Flächen F darstellen, die einander in bestimmtem Ab-

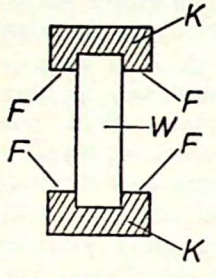


Abb. 134. Ohmscher Festwiderstand mit Eigenkapazität.

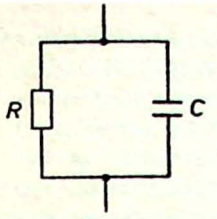


Abb. 135. Ersatzschaltbild eines Widerstandes nach Abb. 134

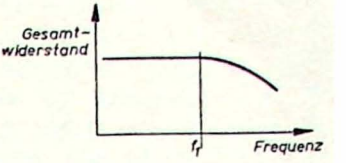


Abb. 136. Gesamtwiderstand der Schaltung Abb. 135 in Abhängigkeit von der Frequenz

stand gegenüberstehen. Der Abstand ist natürlich durch die Länge des Widerstandskörpers gegeben.

Wie wirkt sich diese Tatsache nun elektrisch aus? Man greift bei solchen Überlegungen am besten zu einem „Ersatzschaltbild" nach Abb. 135. Wir können den Widerstand nach Abb. 134 nämlich ohne weiteres durch einen wirklich r e i n e n Ohmschen Widerstand R ersetzen, dem ein Kondensator C parallel liegt, dessen Kapazität durch Größe und Form der Anschlußkappen nach Abb. 134 gegeben ist. Eine solche Parallelschaltung weicht nun in ihrem Verhalten ganz wesentlich von dem eines Ohmschen Widerstandes ab. Wir haben gehört, daß der kapazitive Widerstand eines Kondensators um so kleiner wird, je höher die Frequenz der auf ihn wirkenden Spannung ist. Legen wir daher an unseren unvollkommenen Widerstand nach Abb. 134 zunächst eine Spannung sehr kleiner Frequenz, so wird sich die Anwesenheit des Kondensators C noch nicht bemerkbar machen, weil sein Widerstand groß gegenüber dem Ohmschen Widerstand R ist. Steigern wir die Frequenz, so wird der kapazitive Widerstand immer kleiner werden und bald in die Größenordnung von R kommen. Da beide Widerstände parallel geschaltet sind, verkleinert sich demnach der Gesamtwiderstand der ganzen Anordnung mit wachsender Frequenz sehr schnell. Ein Widerstand nach Abb. 134 ist also keineswegs frequenzunabhängig, sondern fällt nach Überschreiten einer gewissen Frequenz sehr stark ab. Diese Tatsache ist in Abb. 136 angedeutet. Während sich der Gesamtwiderstand bis zu der Frequenz f_1 noch nicht nennenswert ändert, ergibt sich oberhalb der Frequenz f_1 ein starker Abfall.

Wir haben nun gehört, daß das Verhalten eines Verstärkers nach Abb. 130 durch den Charakter des Außenwiderstandes R_a weitgehend bestimmt ist. Verwenden wir daher einen Widerstand nach Abb. 134, so wird auch die Frequenz-

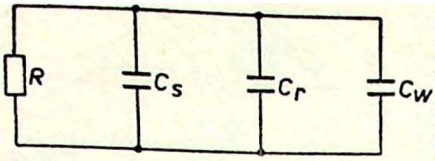


Abb. 137.
Ersatzschaltung für die schädlichen Kapazitäten bei einem Verstärker

kurve des Verstärkers einen Verlauf nach Abb. 136 haben. Wir sehen jetzt deutlich die Grenzen, die einer aperiodischen Verstärkung in der Praxis gesetzt sind. Solange man den Außenwiderstand als frequenzunabhängig betrachten kann, ändert sich auch der Verstärkungsgrad nicht mit der Frequenz. Irgendwo wird jedoch die Verstärkung auf Grund der immer vorhandenen schädlichen Kapazitäten zu fallen beginnen. Diese Grenze tritt natürlich um so später ein, je kleiner diese Kapazitäten sind. Wir sehen daraus, daß die Auswahl geeigneter Widerstände, aber auch der konstruktive Aufbau des ganzen Verstärkers für den Frequenzgang von besonderer Wichtigkeit ist. Schädliche Kapazitäten sind nämlich nicht nur in Widerständen nach Abb. 134 enthalten, sondern auch noch an anderen Stellen der Verstärkerschaltung zu finden. Wir hörten bereits, daß die Anode einer Röhre mit der Kathode einen kleinen Kondensator bildet. Dieser Kondensator liegt, wie man aus Abb. 130 deutlich erkennen kann, dem Außenwiderstand R_a über die Stromquelle unmittelbar parallel. Er addiert sich also zur schädlichen Kapazität des Widerstandes. Aber nicht nur die Röhren und die Widerstände rufen schädliche Kapazitäten hervor, sondern auch die Verbindungsdrähte zwischen der Anode und den betreffenden Widerständen. Es sind also sehr viel Einzelgrößen, die sich addieren und zusammen eine mitunter nicht unbeträchtliche schädliche Kapazität bilden, die die Frequenzkurve des Verstärkers unter Umständen stark beeinflussen kann. In Abb. 137 sehen wir eine weitere Ersatzschaltung, in welcher der Außenwiderstand R_a und die Kapazitäten C_s, C_r und C_w angedeutet sind. Es handelt sich dabei der Reihe nach um die „Leitungskapazität", die „Röhrenkapazität" und die Kapazität des Widerstandes.

Auch bei sorgfältigstem Aufbau kann man einen bestimmten Mindestwert der schädlichen Kapazitäten nicht unterschreiten. Wenn man trotzdem sehr hohe Frequenzen verstärken will, muß man einen anderen Weg einschlagen. Betrachten wir nochmals Abb. 135, so sehen wir, daß der Gesamtwiderstand der Schaltung vor allem dann vom Widerstand R bestimmt ist, wenn der kapazitive Widerstand groß

gegenüber R gemacht wird. Hat nun der kapazitive Widerstand infolge der schädlichen Kapazitäten bereits einen Wert, den man einfach nicht mehr überschreiten kann, so bleibt nichts anderes übrig, als R so klein zu bemessen, daß der Widerstand von C keine Rolle mehr spielt, selbst wenn die Kapazitäten verhältnismäßig groß sind. Die obere Frequenzgrenze, bis zu der ein Verstärker noch frequenzunabhängig arbeitet, kann man also durch Verkleinern von R immer mehr hinausschieben. Damit ist aber ein erheblicher Nachteil verbunden, denn die Verstärkung ist um so kleiner, je kleiner der Außenwiderstand ist. Der große Frequenzbereich geht also auf Kosten der Verstärkung. Das ist ein wichtiger Satz, den wir in der Verstärkertechnik immer wieder bestätigt finden, ganz gleichgültig, welche Schaltung im einzelnen angewendet wird. Den Verstärkungsverlust, den man durch den kleineren Außenwiderstand erleidet, kann man nur durch eine Vergrößerung der Röhrensteilheit wieder wettmachen. Je größer also der Verstärkungsgrad und das zu übertragende Frequenzband sein sollen, um so steilere Röhren müssen verwendet werden. Umgekehrt kann man natürlich sagen, daß bei einer bestimmten Verstärkung und Steilheit ein um so größeres Frequenzband gleichmäßig verstärkt werden kann, je kleiner die parallel liegende schädliche Kapazität ist.

Aperiodische Verstärker nach Art der Abb. 133 kommen in Rundfunkempfängern fast niemals zur Anwendung. Das ist verständlich, denn man will ja im allgemeinen nur eine bestimmte Frequenz, nämlich die des zu empfangenden Senders, verstärken. Diesem Zweck dienen die Resonanzverstärker, von denen im folgenden Abschnitt die Rede sein soll.

3. Resonanzverstärker

Die Wirkungsweise von Resonanzverstärkern ist leicht zu verstehen, wenn man das Verhalten eines Parallel-Schwingungskreises kennt und mit dem grundsätzlichen Verstärkervorgang vertraut ist. Die Anordnung sehen wir in Abb. 138. Der Gitterkreis dieser Schaltung unter-

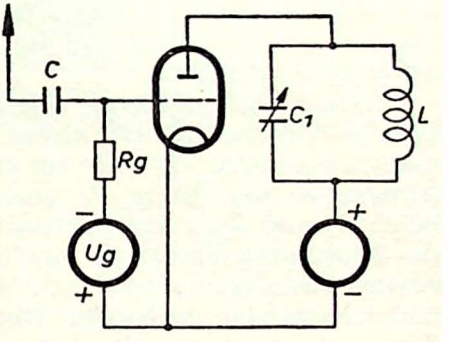


Abb. 138. Grundsätzliche Anordnung eines Resonanzverstärkers

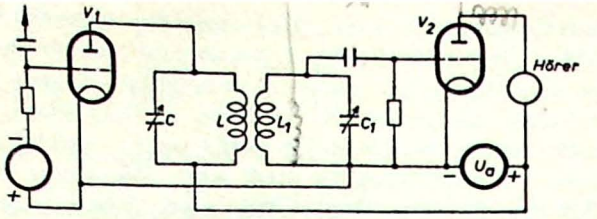


Abb. 139. Schaltbild eines Resonanzverstärkers mit nachfolgendem Audion

scheidet sich nicht von dem der Abb. 133. Das Gitter der Röhre bekommt die Antennenspannung über den Kondensator C, die Vorspannung dagegen über den Widerstand R_g von der Stromquelle U_g zugeführt. Im Anodenkreis liegt jedoch an Stelle des Ohmschen Widerstandes ein Schwingungskreis LC_1. Wir wissen, daß ein solcher Kreis lediglich bei Resonanz einen großen Widerstand darstellt. Das ist nur für diejenige, von der Antenne aufgenommene Frequenz der Fall, die mit der Eigenfrequenz des Kreises übereinstimmt. Nur für diese Frequenz sind also der Kreiswiderstand und damit die Verstärkung groß. Die Bezeichnung „Resonanzverstärker" ist nun ohne weiteres verständlich.

Die Größe der Verstärkung hängt wie beim aperiodischen Verstärker nur vom Resonanzwiderstand des Schwingungskreises ab. Wir haben auf Seite 58 bereits gehört, wodurch dieser Wert bestimmt ist. Vor allen Dingen muß der Kreis kleine Verluste haben. Ergänzend wollen wir uns merken, daß der Resonanzwiderstand eines Schwingungskreises nach Abb. 138 um so größer ist, je größer man die Induktivität L und je kleiner man die Kapazität C_1 macht. Diese Punkte muß man also bei der Bemessung des Schwingungskreises entsprechend berücksichtigen.

Wie sieht die praktische Schaltung eines Resonanzverstärkers in Verbindung mit einem Demodulator, z. B. einem Audion, aus? Abb. 139 zeigt ein entsprechendes Schaltbild. Die Gitterkreise der Röhre V_1 und der als Audion wirkenden Röhre V_2 sind uns schon bekannt. Im Anodenkreis von V_1 liegt ein Schwingungskreis LC, im Gitterkreis der Röhre V_2 ein zweiter Schwingungskreis L_1C_1. Die beiden Spulen L und L_1 sind miteinander gekoppelt. Werden die Drehkondensatoren C und C_1 so eingestellt, daß beide Schwingungskreise auf die Frequenz des zu empfangenden Senders abgestimmt

sind, so bekommt man maximale Verstärkung und damit maximalen Empfang. Für andere Frequenzen ist das Gerät vollkommen unempfindlich. Die Anwesenheit von zwei Schwingungskreisen sorgt dafür, daß die Trennschärfe außerdem ganz beträchtlich erhöht wird. Bei Verwendung nur eines Kreises kann es leicht vorkommen, daß ein in der Frequenz benachbarter Sender mit zur Wiedergabe gelangt, besonders dann, wenn die Resonanzkurve dieses Kreises infolge der Eigenverluste verhältnismäßig flach verläuft. Diese Restspannungen von Störsendern werden jedoch durch den zweiten Schwingungskreis nochmals ausgesiebt, so daß der störende Empfang vollkommen verschwindet. Wir sehen, daß die Anwendung eines Resonanzverstärkers nicht nur die Antennenspannung und damit die Gesamtempfindlichkeit des Gerätes wesentlich erhöht, sondern daß darüber hinaus noch die Trennschärfe gewaltig gesteigert wird. Das ist ein weiterer großer Vorzug einer solchen Schaltung, die natürlich einen größeren Aufwand verlangt als ein einfaches Audion.

In der Praxis wird die Schaltung nach Abb. 139 gewöhnlich in einer etwas anderen Form verwendet. Man legt nämlich den ersten Schwingungskreis LC nicht in den Anodenkreis der Röhre V_1, sondern nach Abb. 140 in den Gitterkreis dieser Röhre. Der Effekt bleibt derselbe. Nur für eine Antennenspannung, deren Frequenz der Eigenfrequenz des Schwingungskreises LC entspricht, bekommen wir einen großen Kreiswiderstand, so daß sich eine entsprechende Spannung an diesem aufbauen kann. Dasselbe gilt für den Schwingungskreis L_1C_1. Dieser steht mit dem Anodenkreis der Röhre V_1 über die Koppelspule L_2 in Verbindung, stellt also gewissermaßen die Antennenspule für diesen Kreis dar.

Die in Abb. 140 gezeigte Schaltung bildet die Grundlage der auch heute noch vorkommenden „Zweikreis-Empfänger" oder „Zweikreiser", die bereits recht gute Fernempfangs-

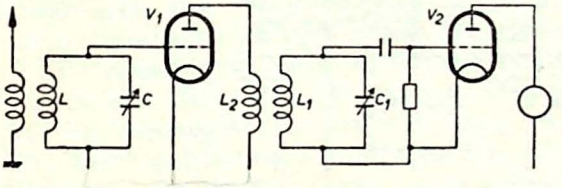


Abb. 140. Schaltbild eines Resonanzverstärkers mit Audion. Die Kopplung zwischen beiden Stufen erfolgt über eine Spule

leistungen aufweisen. Verwendet man einwandfreie Spulen und Kondensatoren in den Schwingungskreisen, so entspricht auch die Trennschärfe solcher Geräte gerade noch den zu stellenden Anforderungen. Zweikreiser sind immer dann am Platz, wenn man mit wenig Mitteln brauchbare Empfangsergebnisse erzielen will.

Mit welchen Verstärkungsziffern kann man bei Resonanzverstärkern im allgemeinen rechnen? Zur Beantwortung dieser Frage muß man ungefähr wissen, wie groß die Steilheit der Verstärkerröhre V_1 und wie groß der wirksame Resonanzwiderstand des Kreises L_1C_1 ist. Multipliziert man die Röhrensteilheit in Ampere/Volt mit der Größe des Resonanzwiderstandes (in Ohm), so erhält man unmittelbar den Wert der Verstärkung. Die Steilheit moderner Pentoden liegt etwa bei 2 Milliampere/Volt, bzw. 0,002 Ampere/Volt. Die Resonanzwiderstände guter Schwingungskreise haben Werte von rund 200 000 Ohm. Multipliziert man beide Zahlen miteinander, so kommt man auf eine Verstärkung von 400. In der Praxis liegen die Werte gewöhnlich etwas ungünstiger, so daß man mit einem Verstärkungsfaktor von etwa 300 rechnen kann. Eine Antennenspannung von rund 10 Mikrovolt, die von einem sehr schwachen Fernsender herrühren möge, wird also durch die Röhre V_1 in Abb. 140 bis auf $10 \cdot 300 = 3000$ Mikrovolt oder 3 Millivolt verstärkt. Nach den Ausführungen auf Seite 76 entspricht das bereits der Spannung, die starke Ortssender in den Empfangsantennen zu erzeugen pflegen. Mit 3 Millivolt kann man aber ohne weiteres ein Audion einwandfrei aussteuern, womit die Fernempfangsleistung eines Zweikreisers hinreichend bestätigt ist.

Die Schaltung nach Abb. 140 läßt sich in mancher Hinsicht abändern. So ist zum Beispiel eine andere Ankopplung der Antenne möglich. Man kann auch den Schwingungskreis L_1C_1 ohne weiteres in den Anodenkreis der Röhre V_1 legen und die Verbindung mit dem Gitterkreis des Audions durch einen Kondensator C_2 herstellen, wie das in Abb. 141 dargestellt ist. Die Antenne wird mit dem ersten Schwingungskreis LC in der Weise gekoppelt, daß

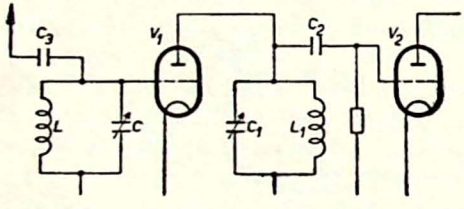


Abb. 141. Die Kopplung zwischen beiden Stufen erfolgt über einen Kondensator.

man sie über einen kleinen Kondensator C_3 mit dem Schwingungskreis verbindet. In den Rundfunkempfängern der Industrie findet man abwechselnd die eine oder die andere Schaltungsart, und es ist schwer zu sagen, welcher der Vorzug gebührt.

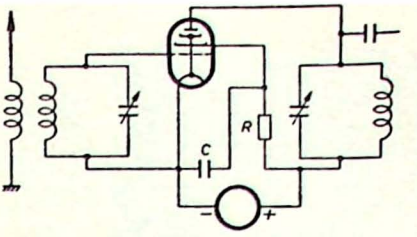


Abb. 142. Ein Resonanzverstärker mit Pentode

In den Abbildungen 140 und 141 wurden Trioden als Verstärker und Empfangsröhren angenommen. Im Lang-, Mittel- und Kurzwellengebiet bedient man sich heute dagegen fast ausschließlich der Pentoden, die nicht nur eine hohe Verstärkung, sondern auch einen wesentlich größeren Innenwiderstand als Trioden aufweisen. Das ist wichtig, wenn man bedenkt, daß der Innenwiderstand der Röhre auf Grund der Schaltung parallel zum Schwingungskreis liegt. Ist der Innenwiderstand klein, so wird der Schwingungskreis entsprechend gedämpft und erhält demnach eine verhältnismäßig breite und niedere Resonanzkurve, was natürlich unerwünscht ist. In Abb. 142 sehen wir die Schaltung eines Resonanzverstärkers mit Pentode. Das Schirmgitter erhält eine kleinere Gleichspannung als die Anode der Röhre. Um das zu erreichen, schaltet man zwischen den Pluspol der Anodenbatterie und den Schirmgitteranschluß einen Widerstand R, der vom Schirmgitterstrom durchflossen wird. Solch eine Anordnung haben wir schon bei der Besprechung des Anodengleichrichters in Abb. 120 kennengelernt. Die Spannung zwischen Schirmgitter und Kathode wird um den Spannungsabfall am Widerstand R kleiner als die Anodenspannung. Der Kondensator C hat wie in Abb. 120 die Aufgabe, das Entstehen hochfrequenter Spannungen am Schirmgitter zu verhindern.

In Abb. 143 sehen wir die Schaltung eines zweistufigen Resonanzverstärkers mit Pentoden. Der erste Schwingungskreis LC liegt im Gitterkreis der ersten Verstärkerröhre V_1, der zweite Schwingungskreis L_1C_1 im Gitterkreis der zweiten Verstärkerröhre V_2. Schließlich ist noch ein dritter Kreis L_2C_2 vorgesehen, der zu dem in der Abbildung nicht gezeichneten Audion gehört. Insgesamt sind also drei Schwingungskreise vorhanden, die bereits eine außerordentlich große Trennschärfe gewährleisten. Auch die Gesamtverstärkung ist

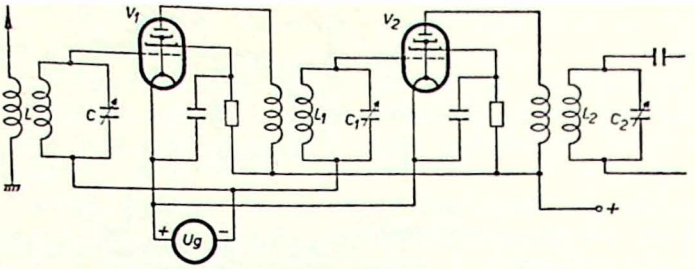


Abb. 143. Zweistufiger Resonanzverstärker mit Pentoden

entsprechend hoch. Wir müssen uns merken, daß sich die Verstärkungsgrade der einzelnen Röhren nicht etwa addieren, sondern multiplizieren. Ein einfaches Beispiel macht uns das klar. Nehmen wir an, am Gitter der ersten Röhre liege eine Spannung von 10 Mikrovolt und die Röhre habe eine Verstärkungsziffer von 100. Dann tritt im Anodenkreis dieser Röhre eine Spannung von 10 · 100 = 1 000 Mikrovolt oder 1 Millivolt auf. Werden diese 1 000 Mikrovolt nun auf das Gitter einer zweiten Röhre geschaltet, die wiederum 100fach verstärken soll, so werden die 1 000 Mikrovolt auf 1 000 · 100 = 100 000 Mikrovolt heraufgesetzt. Die Gesamtverstärkung beträgt demnach 100 000 : 10 = 10 000, was mit 2 Röhren erzielt werden kann, deren Verstärkungsgrad jeweils den Wert 100 hat. Die einzelnen Verstärkungsgrade multiplizieren sich also, denn 100 · 100 = 10 000.

Obwohl ein zweistufiger Hochfrequenzverstärker sehr wirkungsvoll ist, macht man davon heute fast überhaupt keinen Gebrauch mehr. Dafür sind vor allem zwei Gründe maßgebend, die wir jetzt näher besprechen wollen.

Der erste Grund ist darin zu suchen, daß die Drehkondensatoren C, C_1 und C_2 jedesmal verstellt werden müssen, wenn man einen neuen Sender empfangen will. Zu diesem Zweck müssen ja die Resonanzfrequenzen aller drei Kreise nachgestellt werden. Würde man nun jeden Drehkondensator von außen einstellbar machen, so wäre die Bedienung des Empfängers dadurch erheblich erschwert. Aus diesem Grunde ordnet man die Drehkondensatoren nebeneinander an wie

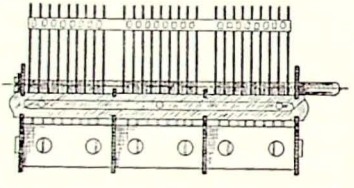
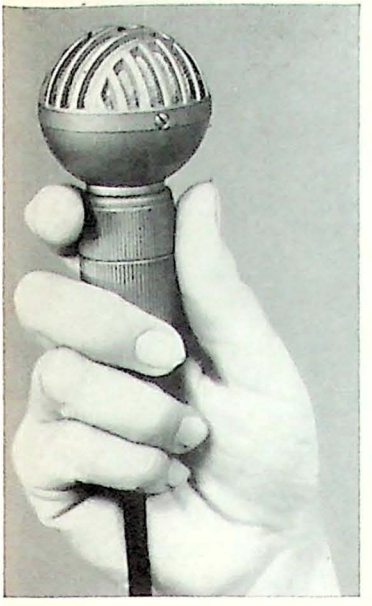
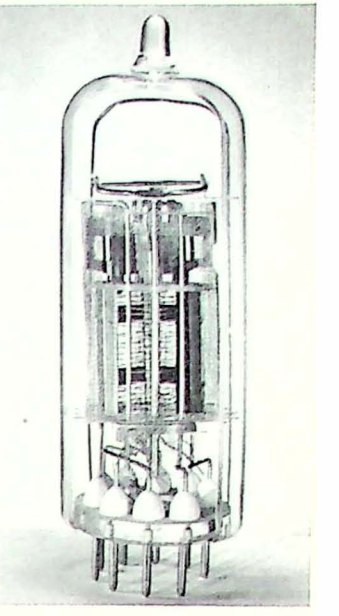


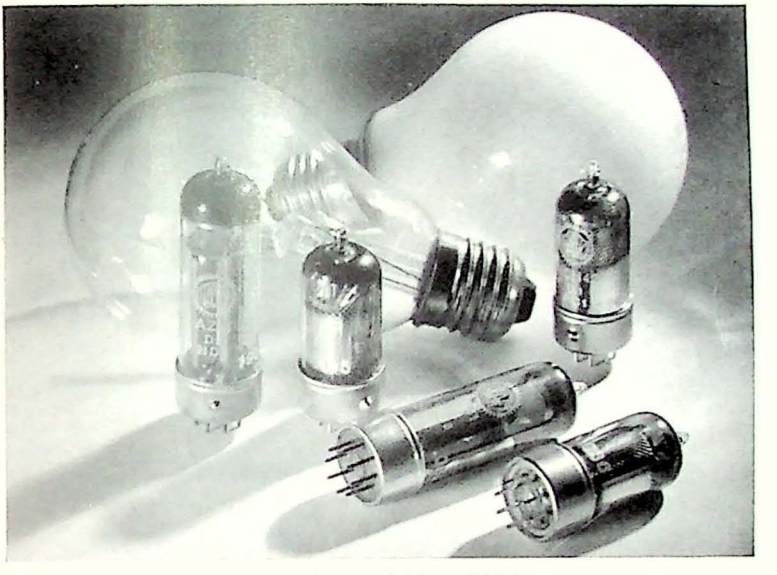
Abb. 144. Grundsätzl. Anordnung eines Dreifach-Drehkondensators



1. Modernes Mikrofon

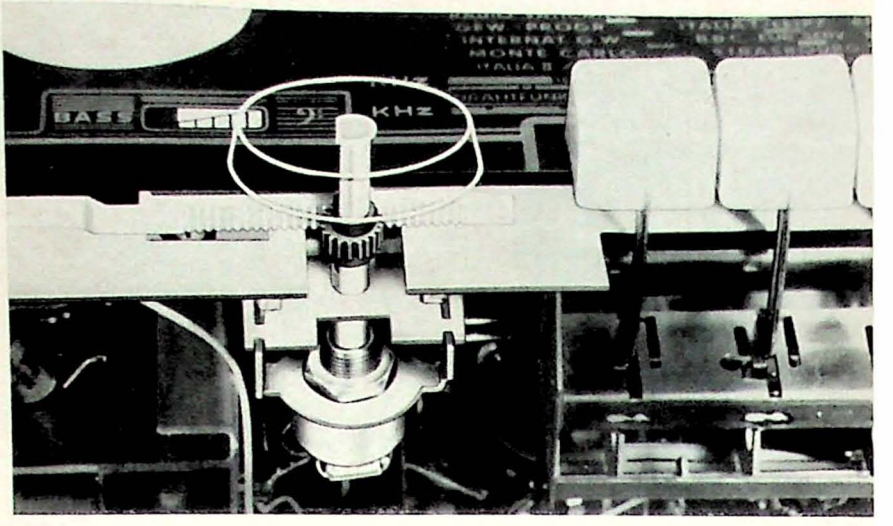


2. Aufbau einer modernen Radioröhre

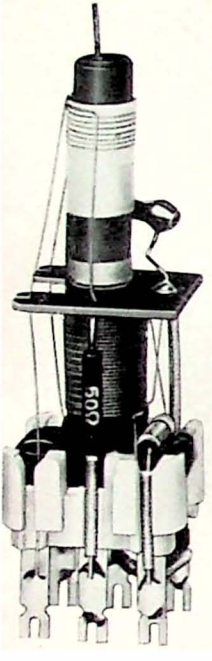


3. Moderne Röhren im Vergleich zu Glühlampen

Tafel VIII



1. Aufbau eines modernen Klangreglers



2. Ein modernes FM-Filter

3. Ein Geiger-Müller-Zählrohr

das in Abb. 144 angedeutet ist. Bei der Drehung der Gesamtachse werden alle drei beweglichen Plattenpakete, die Rotoren, miteinander heraus- oder hineingeschwenkt. Auf diese Weise kommt man mit einem einzigen Bedienungsgriff aus. Haben wir nur zwei Schwingungskreise, so benötigen wir natürlich nur zwei Drehkondensatoren. Ein Zweifachkondensator ist in Abb. 3, Tafel III, wiedergegeben.

So einfach sich das Verfahren anhört, so schwierig ist in vielen Fällen die praktische Verwirklichung. Man muß bedenken, daß die Schwingungskreise in genauem „Gleichlauf" stehen müssen. Sind die Spulen untereinander vollkommen gleich, so müssen die Drehkondensatoren ebenfalls in jeder Stellung gleiche Kapazitätswerte aufweisen. Sind sie genau genug gearbeitet, so läßt sich das auch erreichen. Es kommt jedoch noch ein anderer Faktor hinzu, nämlich die verschiedene Anfangskapazität der Schwingungskreise. Schon allein durch die abweichende Leitungsführung kann es vorkommen, daß dem einen Schwingungskreis eine größere, dem anderen dagegen eine kleinere schädliche Kapazität parallel liegt. Ist das jedoch der Fall, so sind die Voraussetzungen für einen einwandfreien Gleichlauf der Kreise nicht mehr gegeben. Dann muß man durch ziemlich komplizierte Maßnahmen, z. B. durch Parallelschalten von Zusatzkondensatoren zu dem Schwingkreis mit kleinerer Anfangskapazität, den Gleichlauf wieder herzustellen versuchen. Man geht dabei von der Überlegung aus, daß zunächst einmal die Empfangskapazität der Kreise, d. h. die Kapazität bei ganz ausgeschwenkten Drehkondensatoren, stimmen muß. Durch verschiedenes Einstellen der Zusatzkondensatoren läßt sich das auch erreichen. Eine Übereinstimmung zwischen den Kreisen muß aber auch bei der tiefsten Frequenz, also bei ganz eingeschwenkten Drehkondensatoren, bestehen. Hier hilft man sich durch einen zusätzlichen Abgleich der Spulen, indem man deren Induktivitäten durch Verdrehen der Eisenkerne einander angleicht. Alle hierher gehörenden Arbeiten müssen mit großer Sorgfalt und unter Zuhilfenahme besonderer Geräte, sog. Meßsender, vorgenommen werden. Je gründlicher man dabei vorgeht, um so besser wird das Ergebnis.

Solange der Empfänger nicht mehr als zwei Kreise hat, führen die angedeuteten Maßnahmen ohne weiteres zum Erfolg.

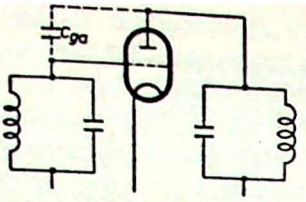


Abb. 145.
Die Anoden-Gitterkapazität

Auch drei Kreise lassen sich einwandfrei aufeinander „abgleichen", wie der Radiofachmann sagt. Die technischen Schwierigkeiten sind jedoch bereits so groß, daß die Herstellungskosten allein durch die Abgleicharbeiten empfindlich beeinflußt werden. Aus diesem Grunde verzichtet man heute im allgemeinen auf den gleichzeitigen Betrieb von mehr als zwei in Gleichlauf stehenden Schwingungskreisen.

Wir kommen nun zu dem zweiten Grund, der gegen die praktische Verwendung von mehr als drei abgestimmten Resonanzverstärkerstufen spricht. Bei dieser Gelegenheit erinnern wir uns an die Ausführungen über die Rückkopplung. Wir hörten auf Seite 152, daß ein Empfänger zum Sender werden kann, wenn von der Anode her dem gitterseitigen Schwingungskreis mehr Energie zugeführt wird, als es seinen eigenen Verlusten entspricht. Um diese Rückkopplung herbeizuführen, bedarf es nun unter bestimmten Voraussetzungen überhaupt keines besonderen Rückkopplungszweiges. Wir verstehen das, wenn wir Abb. 145 betrachten. Dort ist eine Röhrenstufe gezeichnet, die sowohl im Gitterkreis als auch im Anodenkreis einen Schwingungskreis enthält. Anode und Gitter stellen bekanntlich miteinander einen Kondensator dar, den man Anoden-Gitterkapazität C_{ga} nennt. Dieser Kondensator ist in Abb. 145 gestrichelt eingezeichnet. Es ist deutlich zu erkennen, daß er einen Teil der Hochfrequenzspannung von der Anode zum Gitter übernehmen kann. Dadurch entsteht demnach eine ungewollte Rückkopplung, die um so störender ist, je mehr die Röhre verstärkt. Ein hoher Verstärkungsgrad bedeutet bekanntlich eine hohe Anodenwechselspannung und damit eine entsprechend kräftige Rückkopplung. Das kann so weit gehen, daß bereits eine einzige Röhre genügt, um die Schwingungskreise zum Selbstschwingen anzuregen. So kommt es, daß die in Abb. 145 dargestellte einfache Schaltung in der Sendetechnik in Form des sogenannten „Huth-Kühn-Senders" eine große Rolle spielt und gern verwendet wird.

Ein Hochfrequenzverstärker darf jedoch nicht schwingen. Solange man keine anderen Röhren als die Trioden kannte,

war man gezwungen, durch eine ziemlich komplizierte Maßnahme, die man Neutralisation nennt, die schädliche Rückkopplung aufzuheben, zu „neutralisieren". Wie das möglich ist, geht z. B. aus Abb. 146 hervor. Man verlängert die Spule des anodenseitigen Schwingungskreises um ein kleines Stück und führt das Ende dieser Spulenverlängerung über einen Kondensator C dem Gitterkreis der Röhre zu. Das Ende der Spule führt gegenüber der Anode der Röhre eine Spannung, die gegenphasig zur Anodenwechselspannung ist. Wenn also die Anodenwechselspannung gerade positive Amplituden führt, so entstehen an der kleinen Zusatzspule negative Amplituden. Wenn man die Spule und den Kondensator richtig bemißt, so gelangt auf das Gitter der Röhre eine Spannung, die gegenphasig und genau so groß wie die Spannung ist, die über die Gitter-Anodenkapazität auf das Steuergitter kommt. Um den richtigen Wert der gegenphasigen Spannung einzustellen, macht man den Kondensator C in Abb. 146, den man auch „Neutrodynkondensator" nennt, veränderlich. Es hat früher Fachleute gegeben, die eine ausgesprochene Virtuosität in der Einstellung dieses Kondensators entwickelten. Der richtige Wert muß nämlich sehr genau einreguliert werden. Ist er zu klein, so reicht die Gegenspannung zum Aufheben der Rückkopplung nicht aus, und der Verstärker ist nicht aus dem Schwingen zu bringen. Ist der Neutrodynkondensator zu groß, so tritt „Überneutralisation" ein, die zu einer zusätzlichen Dämpfung des Schwingungskreises, je nach Phasenlage aber unter Umständen auch zu einer neuerlichen Rückkopplung führt.

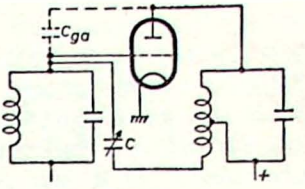


Abb. 146. Neutralisierung der Anoden-Gitterkapazität

Die Neutralisation einer einzigen Stufe ist bereits schwierig. Bei mehreren Stufen sind die Schwierigkeiten jedoch fast unüberwindlich. Solange man nur Trioden mit ihren verhältnismäßig großen Gitter-Anodenkapazitäten zur Verfügung hatte, war es daher außerordentlich schwer, einen mehrstufigen Resonanzverstärker zum einwandfreien Arbei-

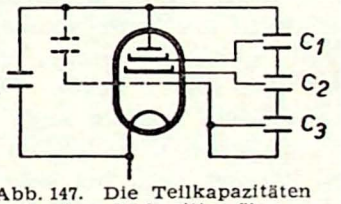


Abb. 147. Die Teilkapazitäten in einer Mehrgitterröhre

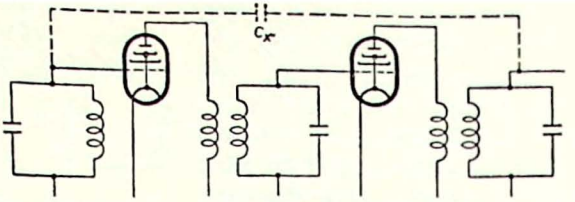


Abb. 148.
Möglichkeit einer kapazitiven Kopplung zwischen Eingang und Ausgang

ten zu bringen. Mit der Einführung der Schirmgitterröhre änderte sich das jedoch, denn die Gitter-Anodenkapazität solcher Röhren ist wesentlich kleiner. Das ist verständlich, wenn man Abb. 147 betrachtet. Dort ist eine Pentode mit den für sie gültigen Elektroden-Kapazitäten gezeichnet. Der Kondensator C_1 entspricht der Kapazität zwischen der Anode und dem Bremsgitter. In Reihe damit liegt der Kondensator C_2, der durch die Kapazität zwischen dem Bremsgitter und dem Schirmgitter gebildet wird. Als letzter Kondensator folgt C_3, der die Kapazität zwischen Schirmgitter und Steuergitter darstellt. Die uns besonders interessierende Gitter-Anodenkapazität, die in Abb. 147 gestrichelt angedeutet ist, wird also durch die Reihenschaltung der Kondensatoren C_1, C_2 und C_3 gebildet. Die Gesamtkapazität einer Reihenschaltung von Kondensatoren ist jedoch bekanntlich kleiner als die kleinste Teilkapazität. Daraus ergibt sich ohne weiteres, daß die Kapazität zwischen Gitter und Anode bei Pentoden wesentlich kleiner ist als bei Trioden. Sie liegt bei den modernen Röhren meist in der Größenordnung von wenigen Tausendstel Picofarad. Ein so winziger Kondensator stört gewöhnlich nicht, wenigstens bei den Rundfunkfrequenzen. Pentoden erleichtern also den Aufbau mehrstufiger Resonanzverstärker außerordentlich.

Leider lassen sich auch bei Verwendung von Pentoden schädliche Rückkopplungen bei mehrstufigen Resonanzverstärkern nie ganz vermeiden. Das ist besonders dann der Fall, wenn die letzten Verstärkerstufen räumlich sehr nahe bei den ersten liegen. Besteht z. B. bei einem ungünstigen räumlichen Aufbau nach Abb. 148 eine zusätzliche Kapazität C_x zwischen dem letzten und dem ersten Schwingungskreis, so können auch bei sehr kleinen Werten von C_x schädliche Rückkopplungen auftreten. In diesem Fall ist nämlich wegen

der hohen, zwischen den beiden Punkten liegenden Verstärkung der Unterschied zwischen der Ausgangsspannung und der Eingangsspannung außerordentlich groß. Die hohe Ausgangsspannung hat dann schon bei winzig kleinen Koppelkapazitäten einen so großen Rückkopplungseffekt zur Folge, daß man mit Sicherheit mit dem Auftreten „wilder Schwingungen" rechnen kann. So kommt es, daß z. B. Drahtenden von der Größe eines Stecknadelkopfes, die zu den Ausgangs- und Eingangskreisen gehören und sich in bestimmtem Abstand gegenüberstehen, zu einer Selbsterregung Anlaß geben können. Auch bei sorgfältigstem Aufbau läßt sich das nicht immer vermeiden, so daß man bei dreistufigen Resonanzverstärkern schon mit beträchtlichen Schwierigkeiten rechnen muß. Das ist der zweite Grund, weshalb man heute nur ungern mehr als eine, höchstens zwei Resonanzverstärkerstufen verwendet, die auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß man Geräte mit drei abgestimmten Schwingungskreisen Dreikreiser nennt. Diese Bezeichnung dürfte auf Grund der vorstehenden Ausführungen ohne weiteres verständlich sein.

4. Frequenzkurven von Hochfrequenzverstärkern

Ein Rundfunksender besitzt, wenn er nicht gerade „besprochen" wird, nur eine einzige Frequenz, die Trägerfrequenz. Wird der Sender moduliert, so trifft das nicht mehr zu. Wir haben nämlich dann einen ähnlichen Fall vor uns, wie wir ihn bereits bei der Besprechung der Rückkopplung kennenlernten. Dort war die Rede von der Vermischung zweier Schwingungen, aus der sich eine neue Frequenz ergibt, die der Differenz-Frequenz aus den beiden Hochfrequenzspannungen entspricht. Bei der Modulation eines Senders ist das nicht anders. Auch hier werden zwei Schwingungen, nämlich die hochfrequente Trägerwelle und die niederfrequente Modulation, miteinander vermischt. Demnach bildet sich ebenfalls eine Frequenz aus, die der Differenz aus Hochfrequenz und Niederfrequenz entspricht. Nachdem die Frequenz der Trägerwelle groß gegenüber der modulierenden Niederfrequenz ist, bekommen wir als Differenzfrequenz ebenfalls eine noch hochfrequente Schwingung. Ein Beispiel macht uns das klar. Wird eine Trägerfrequenz von 500 Kilohertz mit

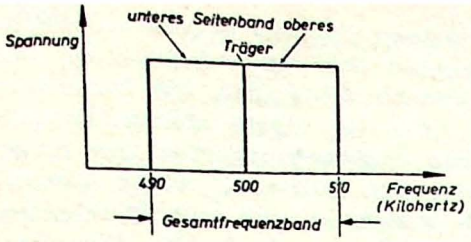


Abb. 149. Verhältnisse beim Empfang einer modulierten Schwingung

einer Tonfrequenz von 5 Kilohertz moduliert, so erhalten wir eine Differenzfrequenz von 500—5 = 495 Kilohertz. Das ist noch eine Hochfrequenzschwingung. In einer Sprache- oder Musiksendung z. B. sind nun alle möglichen Tonfrequenzen von 30 bis 5000 Hertz enthalten. Infolgedessen strahlt ein mit beispielsweise 500 Kilohertz modulierter Rundfunksender alle denkbaren Frequenzen aus, die zwischen 500 und 495 Kilohertz liegen. Außerdem werden aber noch Frequenzen erzeugt, die der Summe aus Hochfrequenz und Niederfrequenz entsprechen. Das ist eine zweite Aussage des schon bei der Rückkopplung erwähnten, für die Mischung zweier Frequenzen gültigen Gesetzes, das man auch mathematisch formulieren kann. Der Sender liefert also ein „Frequenzband", das sich von 500 + 5 = 505 Kilohertz bis 500 — 5 = 495 Kilohertz erstreckt. Alle Frequenzen „links und rechts" von der Trägerfrequenz 500 Kilohertz nennt man „Seitenbänder". Diese Seitenbänder sind, wie man sieht, um so breiter, je höher die Modulationsfrequenz ist.

In Abb. 149 sind die Verhältnisse nochmals graphisch dargestellt. Auf der senkrechten Achse sind die Spannungen aufgetragen, die der Sender beispielsweise in der Empfangsantenne erzeugt. Die Trägerfrequenz ist mit 500 Kilohertz angenommen. Die äußerste Frequenz links vom Träger beträgt 490 Kilohertz, die äußerste Frequenz rechts vom Träger 510 Kilohertz. Das Frequenzband zwischen dem Träger und der tiefsten Frequenz heißt „unteres Seitenband", das Frequenzband zwischen dem Träger und der höchsten Frequenz nennt man „oberes Seitenband". Will man die Modulation im Empfänger einwandfrei wiedergeben, so muß man beide Seitenbänder übertragen. Das vom Empfänger wiederzugebende Gesamtfrequenzband entspricht also der Summe der beiden Seitenbänder. Ein Beispiel: Ein Rundfunksender wird mit einer maximalen Tonfrequenz von 4 500 Hertz moduliert. Das gesamte, zur Übertragung kommende Frequenzband beträgt 4 500 + 4 500 = 9 000 Hertz. Diese Zahlen entsprechen

den heute bestehenden wirklichen Verhältnissen. Wie man leicht einsehen kann, muß demnach zwischen den Trägerwellen zweier Rundfunksender mindestens ein Frequenzabstand von 9 000 Hertz vorhanden sein, wenn man gegenseitige Störungen vermeiden will. Das geht aus Abb. 150 hervor; dort sind drei Sender I, II und III angenommen, die auf den Frequenzen 200, 209 und 218 Kilohertz arbeiten sollen. Die Modulationsfrequenz beträgt maximal 4,5 Kilohertz, die Bandbreite also 9 Kilohertz. Sieht man für die Sender den erwähnten Frequenzabstand vor, so liegen sie, wie Abb. 150 zeigt, dicht nebeneinander. Ein kleinerer Frequenzabstand wäre keineswegs zulässig, weil sich sonst die einzelnen Darbietungen überschneiden würden. Nun ist der Platz in dem uns heute zur Verfügung stehenden, für die Rundfunksender reservierten Frequenzband außerordentlich beschränkt. Dieses Band reicht bekanntlich von 500 Kilohertz bis 1 600 Kilohertz, was einer Gesamtbreite von 1 100 Kilohertz entspricht. Nachdem jeder Sender für sich ein Frequenzband von 9 Kilohertz beansprucht, bringen wir im besten Fall nur etwa 110 Sender im Bereich zwischen 500 und 1 600 Kilohertz unter. Diese Zahl ist für die heutigen europäischen Verhältnisse viel zu klein, was bekanntlich schon oft zu internationalen Streitigkeiten geführt hat, weil jedes Land möglichst viel Wellen für sich zu beanspruchen versucht. Wir hörten schon auf Seite 80, daß der Kopenhagener Wellenplan Ordnung in das derzeitige Wellenchaos bringen soll, was jedoch nur sehr unvollkommen gelungen ist.

Nach dieser etwas langen Einleitung kommen wir auf die Verhältnisse beim Hochfrequenzverstärker zurück. Wir wissen jetzt genau, was er leisten muß. Auf Grund unserer Ausführungen hat er nicht nur eine bestimmte Frequenz, sondern ein Frequenzband mit einer Breite von 9 Kilohertz zu übertragen. Das ist in Abb. 151 dargestellt.

Die Frequenzkurve eines Resonanzverstärkers, der nur mit einfachen Schwingungskreisen arbeitet, erfüllt die Forderungen, die man bei Übertragung eines rechtecki-

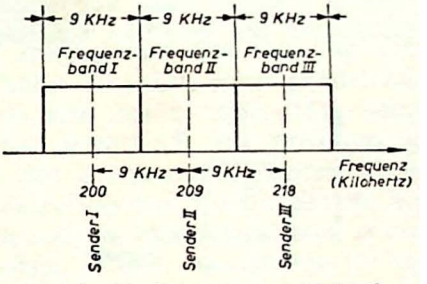


Abb. 150. Der Frequenzabstand von Rundfunksendern darf 9 kHz nicht unterschreiten

gen Frequenzbandes nach Abb. 151 stellen muß, keineswegs. Der Verlauf der Verstärkung oder der Spannung in Abhängigkeit von der Frequenz entspricht natürlich genau der Resonanzkurve des betreffenden Schwingungskreises. In Abb. 152 ist gezeigt, wie die Verhältnisse liegen. Die „ideale" Frequenzkurve, die einen rechteckigen Verlauf haben müßte, ist gestrichelt eingetragen. Ferner sehen wir eine Kurve 1, die der Resonanzkurve eines einstufigen Verstärkers entspricht. Da sie verhältnismäßig flach ist, schmiegt sie sich wenigstens einigermaßen dem Verlauf der Rechteckkurve an. Hat der Verstärker dagegen zwei oder mehrere Schwingungskreise, so wird der gesamte Frequenzverlauf wesentlich spitzer, was durch die Kurve 2 zum Ausdruck kommt. Die Spannungen sind dann zwar viel höher, aber es wird nur ein kleiner Teil des Frequenzbandes, der beispielsweise zwischen den Frequenzen a und b liegt, übertragen. Wir sehen, daß solche Kurven nicht gut zur einwandfreien Wiedergabe modulierter Rundfunksender geeignet sind. Gerade die hohen Frequenzen, die in den äußersten Enden der Seitenbänder stecken, gelangen nicht oder nur sehr unvollkommen zur Wiedergabe. Ein mit einfachen Schwingungskreisen aufgebauter Empfänger hat daher einen dumpfen Ton, denn die hohen Frequenzen, die zum Beispiel einer Musikwiedergabe ihre Brillanz verleihen, sind nahezu vollkommen unterdrückt.

Glücklicherweise stellt die moderne Radiotechnik Mittel zur Verfügung, die diesen Nachteil fast vollständig beseitigen. Das sind die sogenannten Bandfilter. Sie bestehen grundsätzlich aus zwei Schwingungskreisen, die miteinander mehr oder weniger stark gekoppelt sind. Die Schaltung ist in Abbildung 153 dargestellt. Solange die Kopplung zwischen den beiden Kreisen nicht vorhanden oder nur sehr schwach ist, entspricht die gesamte Frequenzkurve beider Kreise dem

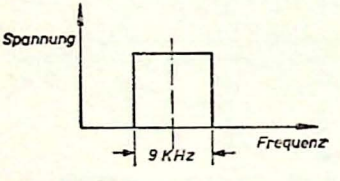


Abb. 151. Es muß ein ganzes Frequenzband übertragen werden

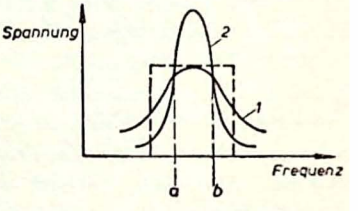


Abb. 152. Die Resonanzkurve hat keine ideale Rechteckform

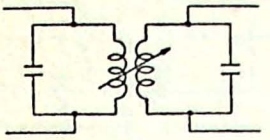


Abb. 153. Schaltbild zweier gekoppelter Kreise

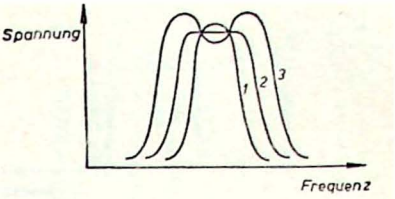


Abb. 154. Resonanzkurve zweier gekoppelter Kreise

Verlauf der Resonanzkurve nach Abb. 152, vorausgesetzt, daß beide Kreise vorher auf die gleiche Eigenfrequenz abgeglichen worden sind. Wenn wir die Kopplung zwischen den Spulen langsam erhöhen, so erhalten wir eine eigenartige Erscheinung, die in Abb. 154 zum Ausdruck kommt. Die Resonanzkurve 1 entspricht einer sehr kleinen Kopplung. Diese Kurve unterscheidet sich praktisch nicht von den Kurven 1 oder 2 der Abb. 152. Mit zunehmender Kopplung tritt jedoch eine Verbreiterung der Resonanzkurve ein, die gleichzeitig mit einer Erhöhung der Steilheit der beiden abfallenden Kurvenflanken, der sog. Flankensteilheit, verbunden ist. Wir erhalten dann die Kurve 2 in Abb. 154. Steigern wir die Kopplung noch weiter, so verbreitert sich die Kurve noch mehr. Gleichzeitig erscheint in der Kurvenmitte eine Einsattelung, während sich an den beiden äußeren Enden kleine Erhöhungen bilden. Das ist in Kurve 3 der Abbildung 154 wiedergegeben.

Die soeben geschilderte merkwürdige Erscheinung beruht darauf, daß sich die beiden Kreise mit zunehmender Kopplung gegenseitig immer stärker beeinflussen, was zu einer Verstimmung der Resonanzfrequenzen beider Schwingungskreise Anlaß gibt. Dabei erniedrigt sich die Frequenz des einen Kreises um denselben Betrag, um den sich die Frequenz des anderen Kreises erhöht. Zu jedem Kreis gehört also eine besondere Resonanzkurve, wie das in Abb. 154a angedeutet ist. Der erste Kreis hat jetzt z. B. die Frequenz f_1, während zum zweiten Kreis die Frequenz f_2 gehört. Beide Resonanzkurven bilden eine resultierende Kurve, die in Abbildung 154a gestrichelt angedeutet ist. Wir sehen jetzt, woher die Einsattelung und die beiden Höcker in Kurve 3 der Abb. 154 kommen; sie beruhen auf zwei getrennten Resonanzkurven. Die Höcker entsprechen den Maximalwerten der

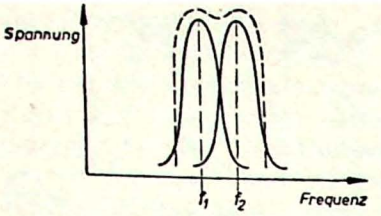


Abb. 154 a. Das Zustandekommen von Resonanzkurven nach Abb. 154

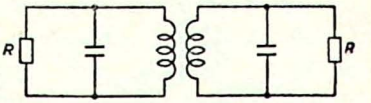


Abb. 155. Dämpfungswiderstände zur Erzielung besserer Resonanzkurven

Einzelkurven, während die Einsattelung mit dem Schnittpunkt der beiden abfallenden Flanken zusammenfällt.

Je enger die Kopplung gemacht wird, um so weiter rücken die beiden Höcker auseinander, um so tiefer wird aber auch die Einsattelung. Dadurch entfernt sich die Kurvenform des Bandfilters immer mehr von der idealen Rechteckform. Diejenige Kopplung, bei der gerade eine Einsattelung bemerkt wird, heißt „kritische Kopplung". Kopplungsgrade oberhalb dieses Wertes nennt man überkritisch, Kopplungsgrade darunter heißen unterkritisch. Es ist leicht einzusehen, daß man bei der kritischen Kopplung der Idealform am nächsten kommt.

Will man eventuell noch bestehende Unebenheiten der Bandfilterkurve möglichst gut ausgleichen, so schaltet man nach Abb. 155 den beiden Schwingungskreisen einen Widerstand R parallel. Dadurch verschwinden noch vorhandene Unstetigkeiten im Verlauf der Bandfilterkurve, so daß man nach Abb. 156 eine Kurvenform bekommt, die der gestrichelten Linie entspricht. Die ausgezogene Kurve gilt für das Bandfilter ohne Dämpfungswiderstand.

Die Kopplung zwischen den beiden Schwingungskreisen kann auch auf andere Weise vorgenommen werden. Eine Schaltung nach Abb. 153 wird induktive Kopplung genannt.

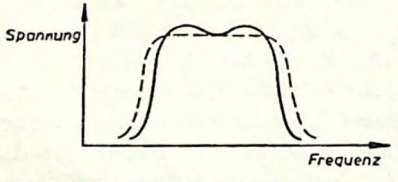


Abb. 156. Die Wirkung von Dämpfungswiderständen

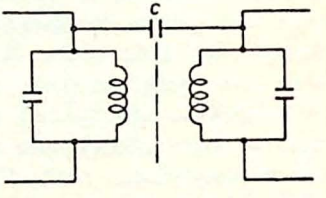


Abb. 157. Kapazitive Kopplung zweier Kreise

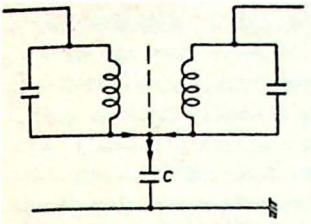


Abb. 158. Andere Form der kapazitiven Kopplung

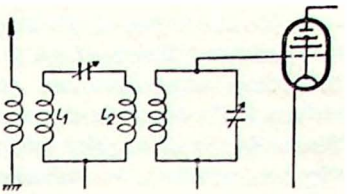


Abb. 159. Einschaltung eines Bandfilters zwischen Antenne und Steuergitter

Abb. 157 zeigt die sogenannte kapazitive Kopplung, bei der die oberen Enden der beiden Schwingungskreise durch einen Kondensator verbunden sind. Je größer die Kapazität dieses Kondensators ist, um so stärker ist die Kopplung. Man kann auch eine Schaltung nach Abb. 158 vorsehen, bei der die Kopplung durch den Kondensator C bewirkt wird. Hier werden die unteren Enden der Schwingungskreise auf einen gemeinsamen Kondensator C geschaltet, der von den Strömen beider Kreise durchflossen wird. Die beiden Ströme rufen infolgedessen an C einen gemeinsamen Spannungsabfall hervor, durch den die Kopplung bewirkt wird.

Das Bandfilter kann in einer Radioschaltung auf verschiedene Art und Weise angeordnet sein. So sehen wir z. B. in Abb. 159, daß das Bandfilter vor dem Gitter der ersten Röhre angebracht ist. Um einerseits die Antenne an den ersten Kreis und anderseits diesen Kreis an den zweiten Schwingungskreis koppeln zu können, ist die Spule des ersten Bandfilterkreises in zwei Hälften L_1 und L_2 geteilt. Selbstverständlich müssen die beiden Kreise genau „gleichlaufen", wie das auf Seite 193 schon beschrieben wurde.

Vor einigen Jahren hatte eine Schaltung nach Abbildung 160 eine gewisse Bedeutung. Es handelt sich hierbei um einen Zwei-

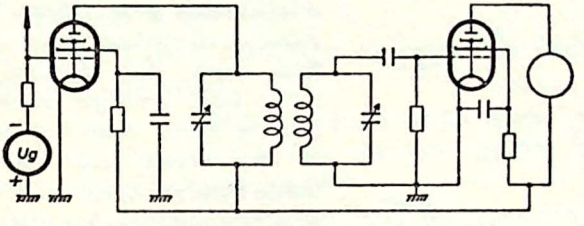


Abb. 160. Schaltung eines Bandfilter-Zweikreisers

kreiser mit einer Hochfrequenzverstärkerröhre. Vor dem Gitter der ersten Röhre liegt ein einfacher Widerstand, an den die Antenne angeschlossen ist. Im Anodenkreis der Verstärkerröhre befindet sich der erste Kreis des Bandfilters, im Gitterkreis der Audionröhre der zweite Kreis. Ist das Bandfilter richtig abgeglichen, so bekommt man einen außerordentlich wirksamen Zweikreisempfänger, der sich besonders bei den Radiobastlern großer Beliebtheit erfreut („Bandfilter-Zweikreiser").

Wir haben nun den für Hochfrequenzverstärker erforderlichen Frequenzgang hinreichend besprochen und betrachten zum Abschluß noch die Abb. 161, in der die idealen und die weniger idealen Frequenzkurven eines Hochfrequenzverstärkers zusammengestellt sind. Fig. a zeigt die ideale Form einer Rechteckkurve, wie sie an sich wünschenswert ist. In Fig. b ist der Frequenzverlauf eines „aperiodischen" Hochfrequenzverstärkers wiedergegeben. Wir sehen, daß die Spannung mit steigender Frequenz immer kleiner wird, was auf den Einfluß der schädlichen Kapazitäten zurückzuführen ist. Die ungünstigste Form ist in Fig. c wiedergegeben. Es handelt sich um die einfache Resonanzkurve eines Schwingungskreises, die das zur Übertragung bestimmte Frequenzband nur sehr unvollkommen erfaßt. Dagegen kommt die Kurve der Fig. d den idealen Verhältnissen am nächsten. Die dort gezeigte Bandfilterkurve hat fast dieselbe Form wie das ideale Rechteck der Fig. a.

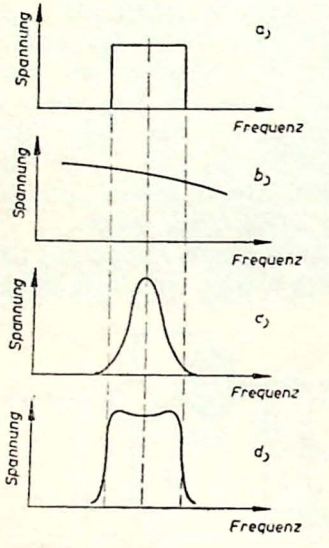


Abb. 161. Frequenzkurven eines Hochfrequenzverstärkers

Die Größe der Induktivitäten und Kapazitäten der Schwingungskreise richtet sich nur nach den zu empfangenden Frequenzen. Hierüber haben wir schon auf Seite 56 ausführlich gesprochen Die Kopplung wird einfach dadurch erreicht, daß man die Spulen einander mehr oder weniger nähert. In der Praxis kann man das am besten in der Weise erzielen, daß man beide Spulen in einem bestimmten Abstand auf einen einzigen Trägerkörper wickelt.

Die richtige Einstellung der Kopplung muß natürlich sehr sorgfältig vorgenommen werden. Es gibt Formeln und sonstige Rechenunterlagen, mit deren Hilfe man genau feststellen kann, welcher Abstand erforderlich ist, um einen bestimmten Kopplungsgrad herzustellen. Allerdings hängt dieser Abstand in hohem Maße von den geometrischen Abmessungen der Spulen ab, die also von Fall zu Fall berücksichtigt werden müssen. Es ist daher besser, wenn man die richtige Kopplung durch eine Messung bestimmt. Hierfür braucht man einen Meßsender und ein Röhrenvoltmeter, Geräte, mit denen man in der Radiotechnik sehr viel anfangen kann.

Es sei noch erwähnt, daß es auch Bandfilter mit veränderlichem Kopplungsgrad gibt. Sie werden dann benötigt, wenn man während des Betriebs die Bandbreite vergrößern oder verkleinern will. Die Veränderung der Kopplung kann dadurch vorgenommen werden, daß man die eine Spule beweglich macht und mit Hilfe einer geeigneten mechanischen Vorrichtung der anderen mehr oder weniger nähert.

In Abb. 5, Tafel II, sehen wir den Aufbau eines Bandfilters. Spulen, wie sie sehr gerne für diesen Zweck verwendet werden, sind in Abb. 2, Tafel II, dargestellt.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Wenn die Antennenspannungen zu klein sind, müssen sie vor der Demodulation verstärkt werden. Diesen Vorgang nennt man Hochfrequenzverstärkung.

2. Hochfrequenzverstärkung ist erforderlich, um das natürliche Rauschen des Elektronenstroms im Demodulator zu überdecken und um im angeschlossenen Wiedergabeorgan eine so große Niederfrequenzleistung zu erzeugen, daß ausreichende Schalleistung auftritt.

3. Das Rauschen wird durch Unregelmäßigkeiten bei der Elektronenemission verursacht.

4. Man unterscheidet zwischen aperiodischer Verstärkung und Resonanzverstärkung.

5. Aperiodische Verstärkung liegt stets dann vor, wenn alle Frequenzen oder wenigstens ein sehr großes Frequenzband gleichmäßig verstärkt werden.

6. Ein aperiodischer Verstärker muß im Anodenkreis möglichst reine Ohmsche Widerstände enthalten.

7. Eine wirklich aperiodische Verstärkung gibt es nicht, weil den Ohmschen Widerständen stets kleine schädliche Kapazitäten parallel liegen, die für einen Abfall der hohen Frequenzen sorgen.

8. Wir sprechen von einem Resonanzverstärker, wenn im Gitter- oder Anodenkreis der Verstärkerröhre Schwingungskreise liegen. Diese Schwingungskreise haben nur bei Resonanz einen so großen Widerstand, daß Verstärkung möglich ist.

9. Durch Verwendung eines Resonanzverstärkers und eines Demodulators erhält man einen „Zweikreiser", der nicht nur eine größere Antennspannung, sondern auch eine größere Trennschärfe liefert.

10. Die Verstärkungsziffern einer Resonanzverstärkerstufe liegen bei etwa 200 . . . 400.

11. Die Verstärkung hängt von der Röhrensteilheit und der Größe des Außenwiderstandes ab.

12. Man verwendet nur ungern mehr als ein bis zwei Resonanzverstärkerstufen, weil sonst die Abgleichschwierigkeiten zu groß werden.

13. Die Verstärkungsgrade der einzelnen Stufen multiplizieren sich.

14. In Hochfrequenzverstärkern (außer bei UKW) verwendet man fast ausschließlich Pentoden, weil Trioden erstens eine zu geringe Verstärkung liefern und weil sie zweitens eine zu große Gitter-Anodenkapazität haben.

15. Je größer die Gitter-Anodenkapazität ist, um so leichter kommt ein Hochfrequenzverstärker ins Schwingen.

16. Will man die Wirkung der Gitter-Anodenkapazität kompensieren, so muß man zur „Neutralisation" greifen. Sie wird in der modernen Radiotechnik nur noch in Sonderfällen verwendet.

17. Die Gefahr der Selbsterregung wird um so größer, je größer die Gesamtverstärkung ist.

18. Ein modulierter Rundfunksender strahlt außer seiner Trägerwelle noch andere Frequenzen, nämlich die Seitenbänder, aus.

19. Um das gesamte Frequenzband eines Rundfunksenders richtig zu übertragen, genügt die durch einen Schwingungs-

kreis gegebene Resonanzkurve nicht. Man verwendet am besten Bandfilter.

20. Bandfilter bestehen grundsätzlich aus zwei Schwingungskreisen, die in irgendeiner Form miteinander gekoppelt sind.

Sechstes Radio-Quiz

1. Das Rauschen des Anodenstroms einer Elektronenröhre beruht auf
   a) Wackelkontakten in den Zuleitungen,
   b) Unvollkommenheiten des Vakuums,
   c) Unregelmäßigkeiten in der Elektronenemission.
2. Hochfrequenzverstärkung ist erforderlich, um
   a) den Demodulator genügend aussteuern zu können,
   b) die hohen Töne der Modulation richtig wiederzugeben,
   c) das volle Frequenzband des Rundfunksenders zur Wiedergabe zu bringen.
3. Unter „aperiodisch" versteht man
   a) den Zustand, bei dem man gerade noch einen Sender empfangen kann,
   b) das frequenzunabhängige Verhalten eines rein Ohmschen Widerstands,
   c) die Spannungsgleichheit bei Resonanz.
4. Ein aperiodischer Verstärker ist gekennzeichnet durch
   a) stark gedämpfte Schwingungskreise,
   b) rein Ohmsche Widerstände,
   c) Induktivitäten als Außenwiderstände.
5. Eine rein aperiodische Verstärkung ist nicht möglich, weil
   a) die Elektronenemission einer Elektronenröhre zu unregelmäßig ist,
   b) die Widerstände im Anodenkreis eine nicht zu unterschreitende schädliche Kapazität besitzen,
   c) die Steilheit moderner Rundfunkröhren nicht genügend groß ist.
6. Aperiodische Verstärker sind zum Empfang
   a) aller Sender geeignet, die in der Empfangsantenne eine Spannung erzeugen,
   b) eines einzigen Senders geeignet,
   c) nur weniger bestimmter Sender geeignet.

7. Unter der Frequenzkurve eines Verstärkers versteht man
   a) die Abhängigkeit des Verstärkungsgrades von der Frequenz,
   b) die Abhängigkeit der Verzerrung des Verstärkers von der Frequenz,
   c) das Rauschen der Elektronenröhren.

8. Der Kondensator zwischen Schirmgitter und Kathode einer Verstärker-Pentode hat den Zweck,
   a) restliche Hochfrequenzspannungen am Schirmgitter zu unterdrücken,
   b) den Verstärkungsgrad möglichst gleichmäßig zu gestalten,
   c) die Anodengleichspannung vom Gitter der nächsten Röhre fernzuhalten.

9. Der Gitterwiderstand eines aperiodischen Verstärkers hat den Zweck,
   a) eine Steuergitterspannung entstehen zu lassen und dem Gitter die erforderliche Vorspannung zuzuführen,
   b) einen kräftigen Gitterstrom zu erzeugen,
   c) die Verstärkung zu verbessern.

10. Aperiodische Verstärkung findet man in Rundfunkempfängern im Hochfrequenzteil
   a) sehr oft,
   b) überhaupt nicht,
   c) in Sonderfällen.

11. Der durch die schädlichen Kapazitäten verursachte Verstärkungsverlust kann wieder wettgemacht werden durch
   a) möglichst große Anodenströme,
   b) möglichst große Röhrensteilheiten,
   c) Vergrößern des Außenwiderstandes.

12. Resonanzverstärker
   a) erhöhen die Trennschärfe,
   b) vergrößern das zur Übertragung kommende Frequenzband,
   c) verbessern die Tonwiedergabe.

13. Die Trennschärfe eines Zweikreisempfängers wird bestimmt durch
   a) die Röhrensteilheit,

b) die Verlustfreiheit der Schwingungskreise,
c) die Größe der Antennenspannung.

14. Die Verstärkung einer Resonanzverstärkerstufe liegt bei etwa
a) 1 Million,
b) mehreren Hundert,
c) 2 . . . 3.

15. In Resonanzverstärkern kommen vorzugsweise zur Verwendung
a) Pentoden,
b) Trioden,
c) Dioden.

16. Die Verstärkungszahlen der einzelnen Stufen eines Resonanzverstärkers
a) addieren sich,
b) subtrahieren sich,
c) multiplizieren sich.

17. Man verwendet nur ungern mehr als zwei Resonanzverstärkerstufen, weil
a) Neutralisation und Abgleich schwierig sind,
b) die Verzerrungen zu groß werden,
c) die Röhren zu viel Strom verbrauchen.

18. Unter Neutralisation versteht man
a) den genauen Abgleich der einzelnen Schwingungskreise,
b) das richtige Einstellen der Röhren,
c) die Kompensation der Wirkung der Gitter-Anoden-kapazität.

19. Seitenbänder sind
a) schädliche Niederfrequenzen,
b) durch Modulation bedingte zusätzliche Hochfrequenzschwingungen eines Rundfunksenders,
c) Störgeräusche bei der Übertragung.

20. Bandfilter werden benötigt, um
a) die Verstärkung möglichst hoch zu treiben,
b) eine ideale Frequenzkurve zu bekommen,
c) das Elektronenrauschen möglichst zu unterdrücken.

7. Kapitel: Niederfrequenzverstärkung

1. Allgemeines

Die Ausführungen des vorigen Kapitels haben uns gezeigt, weshalb man die kleine Antennenspannung vor dem Demodulator verstärken muß. Damit allein ist es jedoch nicht getan. Selbst wenn hinter dem Demodulator eine niederfrequente Spannung bestimmter Größe zur Verfügung steht, kann der Fall eintreten, daß diese Spannung in der Praxis nicht ausreicht. So braucht man z. B. zum Betrieb der jedem Rundfunkhörer bekannten Lautsprecher eine bestimmte Mindestspannung, die von den Demodulatoren nicht ohne weiteres abgegeben werden kann. Man könnte nun auf den Gedanken kommen, die Hochfrequenzverstärkung vor dem Demodulator so groß zu machen, daß dieser unter allen Umständen eine ausreichende Niederfrequenzspannung zu liefern vermag. Leider geht das aus verschiedenen Gründen nicht. Einmal müssen wir bedenken, daß die in dem Demodulator verwendete Elektronenröhre eine niemals ganz geradlinige Kennlinie besitzt. Wir haben gehört, daß krumme Kennlinien zu Verzerrungen Anlaß geben können. Diese Verzerrungen treten unter bestimmten Voraussetzungen um so stärker auf, je weiter die Kennlinie „ausgesteuert" wird, d. h. je mehr Spannung man der betreffenden Röhre zuführt.

Die zweite Grenze wird klar erkennbar, wenn man sich überlegt, daß ein Lautsprecher elektrische L e i s t u n g aufnehmen muß, wenn er eine entsprechend große Schalleistung abstrahlen soll. Wo keine Energie zugeführt wird, kann auch keine Energie in anderer Form abgegeben werden. Der Demodulator müßte also in der Lage sein, dem Lautsprecher eine genügend große elektrische Energie zur Verfügung zu stellen. Es liegt im Wesen der üblichen Demodulatoren, daß sie dazu nicht fähig sind.

Aus den vorstehenden Ausführungen ergibt sich also, daß die hinter einem Demodulator eventuell noch anzuordnenden Verstärkerstufen eine doppelte Aufgabe zu erfüllen haben:

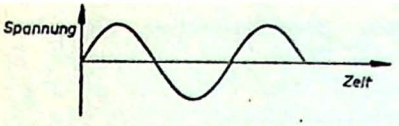


Abb. 162. Zeitlicher Verlauf eines reinen Sinustones

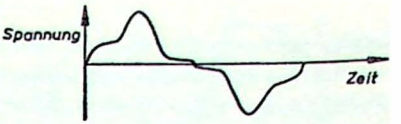


Abb. 163. Einfache Verzerrung einer Sinusschwingung

Sie müssen erstens in der Lage sein, die noch zu kleine Spannung hinter dem Demodulator auf den erforderlichen Wert heraufzusetzen. Zweitens müssen sie sich zur Abgabe elektrischer tonfrequenter Leistung eignen.

In der modernen Verstärkertechnik sieht man zur Heraufsetzung der Spannung („Spannungsverstärkung") und zur Erzeugung einer ausreichenden Leistung („Leistungsverstärkung") getrennte Stufen vor. Wir wollen zunächst von den Eigenschaften der niederfrequenten Spannung sprechen und dann die Verstärker kennenlernen, mit denen sich diese Spannungen heraufsetzen lassen.

2. Die Beschaffenheit der niederfrequenten Spannungen

Eine Rundfunksendung überträgt gewöhnlich Sprache und Musik. Wir hörten, daß man diese Schallschwingungen in elektrische Spannungen umformen kann, die in ihrer Frequenz und in ihrem zeitlichen Verlauf genau den Schallschwingungen entsprechen. Es war auch bereits die Rede davon, daß der Klangcharakter vor allem durch den zeitlichen Verlauf der betreffenden Spannungskurve bestimmt wird. Wir wollen uns über diese Fragen noch etwas näher unterhalten, weil sie zum Verständnis niederfrequenter Erscheinungen von Wichtigkeit sind.

In Abb. 162 ist der zeitliche Verlauf eines absolut „reinen" Tones, eines „Sinustones", wiedergegeben. Diese Sinusschwingung bildet die Grundlage jeder zusammengesetzten Schwingung. Es gibt Instrumente, mit denen man den zeitlichen Verlauf einer elektrischen Schwingung tatsächlich nachweisen kann. Sie heißen Oszillographen und finden in der Radiotechnik sehr oft Anwendung. Wenn wir nun den Ton der menschlichen Stimme oder auch den Ton eines Musikinstrumentes mit solch einem Oszillographen untersuchen, so werden wir feststellen, daß auch der „edelste" Ton eines Kammersängers oder einer gut gestimmten Geige keineswegs

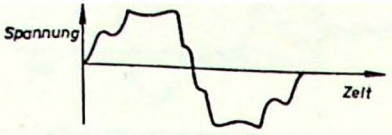


Abb. 164. Komplizierte Verzerrung einer Sinusschwingung

dem physikalischen Grundton nach Abb. 162 entspricht. Es zeigen sich vielmehr ganz erhebliche Abweichungen von der Kurvenform, beispielsweise so, wie es in Abb. 163 dargestellt ist. Man sagt, die Kurvenform ist verzerrt. Die in Abb. 163 wiedergegebene Verzerrung ist noch verhältnismäßig einfacher Natur. Es gibt auch stärkere Verzerrungen; z. B. sind Kurven nach Abb. 164 ohne weiteres denkbar. Die Art der Verzerrung bestimmt nun in entscheidender Weise den Charakter des jeweiligen Tones. Wir können beispielsweise auf einem Klavier einen Ton von ganz bestimmter Höhe anschlagen und die gleiche Tonhöhe auch mit einer Geige erzeugen. Trotzdem wird unser Ohr ohne weiteres den Ton des Klaviers von dem der Geige unterscheiden. Wie ist das möglich, wenn doch die Tonhöhe in beiden Fällen dieselbe ist?

Wir werden das verstehen, wenn wir nochmals die beiden Abbildungen 163 und 164 betrachten. Abb. 163 soll den Verlauf des Klaviertons, Abb. 164 dagegen den Verlauf des Geigentons veranschaulichen. Beiden Kurven ist gemeinsam, daß gewisse Zustände in immer gleichbleibenden Zeitaugenblicken wiederkehren. Wenn eine volle Schwingung des Klaviertons beendet ist, kehrt sie in derselben Zeit wieder. Das dauert so lange, bis der Ton gänzlich verklungen ist. Die beiden Töne haben weiterhin gemeinsam, daß ihre Schwingungsdauer gleich groß ist. In beiden Fällen spielt sich die volle Schwingung in derselben Zeit ab. Dadurch kommt die Tatsache zum Ausdruck, daß die Höhe der beiden Töne gleich ist. Wir haben ja sowohl bei dem Klavier als auch bei der Geige genau denselben Ton, z. B. den Kammerton a, angeschlagen.

Daß sich aber die beiden Kurven trotzdem voneinander unterscheiden, geht aus den Abbildungen eindeutig hervor. Die Halbwellen des Tones in Abb. 163 weisen wesentlich weniger Zacken auf als die Halbwellen des Tones der Abb. 164. Diesem Unterschied verdanken wir es, daß wir den Klavierton vom Geigenton ohne weiteres unterscheiden können. Zwar kehren positive und negative Halbwellen der gesamten Schwingung in regelmäßigen Zeitabständen wieder; man sagt, die „Grundwelle“ hat dieselbe Frequenz. Das genügt jedoch nicht, um die beiden Töne als vollkommen kongruent zu bezeichnen.

Wir wollen jetzt zusehen, was die Abweichungen vom Verlauf der Sinuskurve bedeuten. Es gibt ein schon im achtzehnten Jahrhundert von dem Franzosen Fourier entdecktes mathematisches Gesetz; es besagt, daß man sich jede Schwingung, die in ihrem zeitlichen Verlauf von der Sinusschwingung abweicht, aus mehreren Schwingungen zusammengesetzt denken kann, die reine Sinuswellen darstellen. Eine dieser Schwingungen entspricht der Grundwelle der verzerrten Kurve, während die übrigen Schwingungen Frequenzen haben, die zu der Grundwelle in einem ganzzahligen Verhältnis stehen. Beträgt beispielsweise die Frequenz der Grundschwingung 1 000 Hertz, so können noch Werte von 2 000, 3 000, 4 000 Hertz usw. vorkommen. Diese Schwingungen nennt man Oberwellen oder Harmonische. Sie sind es, die das Aussehen und damit auch die nach außen bemerkbaren Wirkungen der verzerrten Kurve bestimmen. In Abb. 165 ist in der oberen Figur eine verzerrte Schwingung dargestellt. Die darunter befindlichen Figuren zeigen, wie sie zusammengesetzt ist. Die mittlere Figur zeigt die Grundwelle, die rein sinusförmig ist. Sie hat dieselbe Frequenz wie die verzerrte Welle. In der untersten Figur schließlich sehen wir die Oberwelle, die die Verzerrung verursacht. Sie hat die doppelte Frequenz wie die Grundwelle, was wir daraus erkennen können, daß auf einen vollen Schwingungszug der Grundwelle zwei Schwingungszüge der Oberwelle treffen. Man spricht in diesem Fall von der zweiten Oberwelle oder von der zweiten Harmonischen. Würde die Oberwelle die dreifache Frequenz der Grundwelle haben, so hätten wir die dritte Harmonische oder die dritte Oberwelle vor uns.

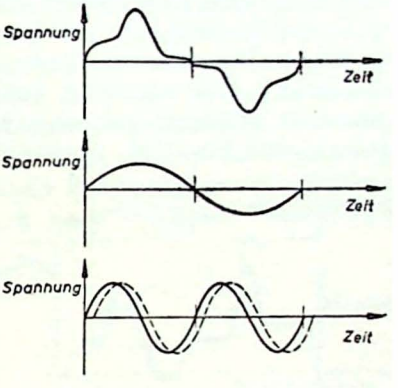


Abb. 165. Zustandekommen einer Verzerrung durch die Addition zweier Sinusschwingungen

Das Beispiel in Abb. 165 stellt einen ganz einfachen Fall dar. In Wirklichkeit liegen die Dinge bei den Tönen, wie sie durch Musikinstrumente oder durch die menschliche Stimme hervorgerufen werden, wesentlich komplizierter. So sind z. B. in einem einfachen Vokal, der

vom menschlichen Kehlkopf erzeugt wird, außerordentlich viele Oberwellen der verschiedensten Frequenzen enthalten. Es kommt auch sehr darauf an, welche „Phasenlage" zwischen den einzelnen Harmonischen besteht. In Abb. 165 ist z. B. in der unteren Figur gestrichelt eine Schwingung eingetragen, die zeitlich nicht genau mit der ausgezogenen Kurve übereinstimmt. In diesem Fall besteht zwischen den beiden Schwingungen eine Phasenverschiebung. Die Art der Verzerrung der ursprünglichen zusammengesetzten Schwingung ist nun sehr häufig durch diese Phasenlage bestimmt. Es gibt Methoden, mit denen man die ganzen Verhältnisse zahlenmäßig untersuchen kann. Wir wollen davon jedoch nicht weiter sprechen, sondern uns nur merken, daß die Verzerrung einer Schwingung, d. h. ihre Abweichung von der Sinusform, vor allem durch die Anzahl der Oberwellen, durch ihre Frequenz („Ordnungszahl"), ihre Amplitude und ihre gegenseitige Phasenlage gegeben ist.

Ein „verzerrter" Ton braucht vom Ohr keineswegs als unangenehm empfunden zu werden. Physikalisch gesehen unterscheidet sich z. B. der Klang eines erstklassigen Bechsteinflügels in keiner Weise vom Ton einer verstimmten Drehorgel, denn in beiden Fällen sind die Abweichungen von der Sinusform nur durch die Oberwellenzusammensetzung bestimmt. Es kommt also sehr auf die Art der Verzerrung an. Von unseren Radiogeräten müssen wir fordern, daß sie den Ton im Lautsprecher genau so wiedergeben, wie er vor dem senderseitigen Mikrofon erklingt. Dann kann man die Wiedergabe des Gerätes als „rein" bezeichnen, was mit „naturgetreu" identisch ist. Alle Feinheiten und Abweichungen von der Sinusform, die schon im Originalton enthalten sind, müssen also zur Wiedergabe gebracht werden. Sobald etwas ausgelassen oder künstlich hinzugefügt wird, können wir nicht mehr von einer naturgetreuen Wiedergabe sprechen. Leider sind die Mittel, die uns die moderne Radiotechnik zur Verfügung stellt, nicht so ideal, daß sie allen Forderungen entsprechen. Vor allem sind es die Röhren, die nicht nur gewisse Feinheiten in

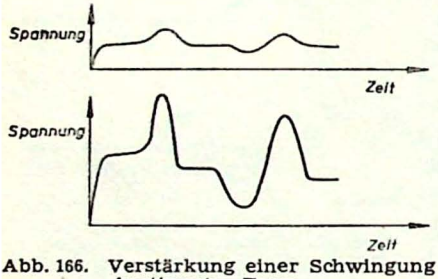


Abb. 166. Verstärkung einer Schwingung bestimmter Form

der Originalkurve unterdrücken, sondern auch manchmal etwas Neues hinzufügen, wodurch der natürliche Klang verfälscht wird. Dann kann man wirklich von „Verzerrungen" sprechen. Das kann so weit gehen, daß die Wiedergabe einen klirrenden Charakter bekommt.

Daß solche Verzerrungen außerordentlich unerwünscht sind, braucht wohl nicht besonders betont zu werden. Die Niederfrequenztechniker müssen daher die Verstärker und die sonstigen Geräte so bemessen, daß Verzerrungen der geschilderten Art nach Möglichkeit unterdrückt werden.

Wir haben schon gehört, daß in dem unserem Ohr zugänglichen Tonfrequenzbereich Frequenzen von etwa 30 Hertz bis 15 000 Hertz vorkommen. Eine Frequenz von 50 Hertz empfinden wir als tiefes Brummen, während ein Ton von ungefähr 200 ... 500 Hertz schon einen ausgesprochen musikalischen Charakter hat. Die Frequenzen ab 1 000 Hertz stellen sich unserem Ohr als bereits recht hohe Töne dar. Sie gehören vor allem zu Musikdarbietungen und verleihen diesen ihre natürliche Klangfarbe. Wir müssen also in unseren Niederfrequenzverstärkern alle Frequenzen von 30 Hertz bis 15 000 Hertz übertragen können. Ist das der Fall, so hat der Verstärker bereits eine wichtige Funktion erfüllt.

Die Anforderungen an moderne Niederfrequenzverstärker sind jedoch noch strenger. Das Gerät muß in der Lage sein, die verschiedenen Frequenzen absolut gleichmäßig zu verstärken. Das bedeutet, daß der Verstärkungsgrad für z. B. 50 Hertz ebensogroß sein muß wie für 9 000 Hertz. Schließlich müssen Amplitudenschwankungen, mit denen wir bei Sprache und Musik immer zu rechnen haben, vollkommen naturgetreu übertragen werden. Der Verstärker muß also in der Lage sein, eine Spannung so zu verstärken, daß ihre natürlichen Schwankungen voll erhalten bleiben. In Abb. 166 ist in Fig. a der zeitliche Verlauf einer sehr kleinen Spannung wiedergegeben. Fig. b zeigt, daß diese Spannung nach erfolgter Verstärkung durchaus originalgetreu in vergrößertem Maßstab erscheint. Die größeren Schwankungen entsprechen vollkommen den kleineren Schwankungen der Fig. a. In diesem Fall

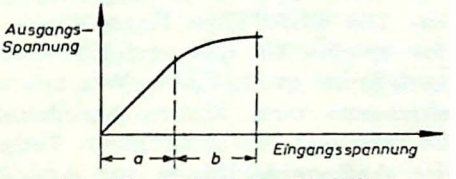


Abb. 167. Elektrisches Verhalten eines Verstärkers

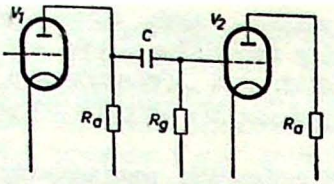


Abb. 168.
Schaltung eines zweistufigen Widerstandsverstärkers

besteht zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ein absolut geradliniger Zusammenhang. In Abb. 167 sehen wir eine Kurve, die das Verhalten des Verstärkers in dieser Beziehung kennzeichnet. Im Teil a folgt die Ausgangsspannung genau der Eingangsspannung. Im Teil b ist das jedoch nicht mehr der Fall. Die Ausgangsspannung wächst hier wesentlich langsamer als die Eingangsspannung; man darf also den Verstärker nur innerhalb des Bereiches a aussteuern. Eine Erhöhung der Eingangsspannung über den Bereich a hinaus würde keine amplitudengetreue Verstärkung mehr gewährleisten. Die meisten Verstärker haben eine Kurve nach Abbildung 167, dürfen also nur beschränkt ausgesteuert werden. Der Grund hierfür ist leicht einzusehen, wenn man sich das Verhalten der Röhrenkennlinien vergegenwärtigt, die ja keineswegs immer geradlinig verlaufen.

Nachdem wir nun die Eigenschaften der Niederfrequenzspannungen und die Forderungen kennengelernt haben, die wir an einen Spannungsverstärker stellen müssen, wollen wir uns mit den entsprechenden Schaltungen näher vertraut machen.

3. Niederfrequente Spannungsverstärker

Zur Verstärkung von Tonfrequenzspannungen gibt es verschiedene Möglichkeiten. Der Verstärker muß ein Frequenzband von etwa 30 Hertz bis 15 000 Hertz gleichmäßig übertragen können. Daraus geht hervor, daß der Verstärker wenigstens innerhalb dieser Grenze aperiodisch sein muß. Demnach wird sich eine Anordnung nach Abb. 130 für diesen Zweck am besten eignen. Tatsächlich nimmt der sog. Widerstandsverstärker den ersten Platz unter den Tonfrequenzverstärkern ein. Die schädlichen Kapazitäten parallel zu den Widerständen spielen bei den verhältnismäßig niederen Tonfrequenzen noch keine große Rolle. Wir sehen in Abb. 168 das Schaltbild eines aus zwei Stufen bestehenden Widerstandsverstärkers. Es sind nur die wichtigsten Teile davon gezeichnet; R_a sind die Außerwiderstände im Anodenkreis. Im Gitterkreis der zweiten Röhre V_2 liegt ein Gitterwiderstand R_g, der die

Gittervorspannung zuführt und außerdem so groß ist, daß die Wechselspannung an R_a praktisch mit demselben Wert zwischen Gitter und Kathode der Röhre V_2 erscheint. Das ist die übliche Form der Widerstandsverstärker, wie sie im Tonfrequenzbereich Verwendung finden.

Der Kondensator C, der die oberen Anschlüsse von R_a und R_g miteinander verbindet, muß vor allem zwei Aufgaben erfüllen. Erstens soll er die an R_a auftretende Wechselspannung möglichst ungeschwächt auf den Gitterwiderstand R_g übertragen. Zweitens muß er verhindern, daß die verhältnismäßig hohe positive Anodengleichspannung der Röhre V_1 auf das Gitter von V_2 gelangt. Daraus ergeben sich folgende Anforderungen an den Kondensator C: Zunächst muß seine Kapazität so groß sein, daß sein Wechselstromwiderstand gegenüber dem Widerstand R_g vernachlässigbar klein ist, und zwar noch für die tiefste zur Uebertragung bestimmte Tonfrequenz. Ist das nicht der Fall, so geht ein Teil der Wechselspannung an C nutzlos verloren. Wir verstehen das ohne weiteres, wenn wir uns eine „Ersatzschaltung" entwerfen, wie das in Abb. 169 geschehen ist. Wir sehen dort eine Stromquelle, die der Spannung am Widerstand R_a entspricht. Diese Spannung nennen wir U_a. Der Widerstand R_c ist der Wechselstromwiderstand des Kondensators C, dem Gitterwiderstand entspricht der Widerstand R_g. Es handelt sich also letzten Endes um eine Reihenschaltung. In der Ersatzschaltung ist das untere Ende des Widerstandes R_g mit dem unteren Ende der Stromquelle U_a verbunden. Das ist ohne weiteres zulässig, denn wir betrachten nur die Wechselstromvorgänge. Für Wechselstrom jedoch sind die unteren Enden der Widerstände R_a und R_g in Abb. 168 über den vernachlässigbar kleinen Innenwiderstand der Stromquellen miteinander verbunden.

Was zeigt nun die Ersatzschaltung? Die Spannung U_g an R_g entspricht der Steuerspannung am Gitter der Röhre V_2 und soll möglichst groß sein. Demnach muß der Widerstand R_c klein gegenüber R_g sein, denn die Spannungen verhalten sich wie die Widerstände. Ist R_c klein gegenüber R_g, so geht nur wenig Spannung U_c an R_o verloren. In diesem Fall liegt praktisch die volle Spannung U_a an R_g.

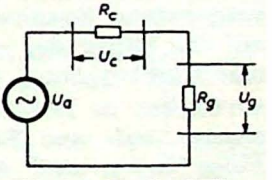


Abb. 169. Ersatzschaltung einer Anordnung nach Abb. 168

Im allgemeinen genügen Kondensatoren zwischen etwa 5000 und

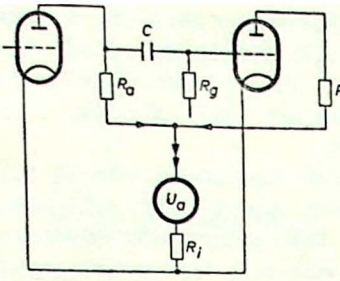


Abb. 170. Zweistufiger Widerstandsverstärker mit Anodenstromquelle

20 000 Picofarad für eine gute Tonfrequenzübertragung bei normalen Gitterwiderständen. Unterhalb 50 Hertz fällt jedoch die Spannung an R_g ab. Man könnte zwar den Kondensator C noch weiter vergrößern und damit die untere „Frequenzgrenze" noch weiter nach unten verlegen. Das macht man jedoch aus praktischen Gründen im allgemeinen nicht. Einerseits werden große Kondensatoren in den Geräten viel Platz wegnehmen, anderseits treten unter Umständen ganz eigenartige Störungen auf, die sich nur schwer beseitigen lassen. Um das zu verstehen, wollen wir einmal Abb. 170 betrachten. Dort sehen wir einen ebenfalls zweistufigen Widerstandsverstärker mit eingezeichneter Anodenstromquelle U_a, die einen bestimmten Innenwiderstand R_i besitzt. Er wird, wie die Abbildung zeigt, sowohl vom Anodenstrom der ersten als auch der zweiten Röhre durchflossen. Wäre der Innenwiderstand vernachlässigbar klein, so würde dieses Zusammenfließen der Ströme praktisch keine Rolle spielen. Nun ist jedoch bei tiefen Frequenzen der Innenwiderstand nicht mehr als klein zu betrachten, denn meistens besteht die Anodenstromquelle aus einem Gleichrichter, dessen Ausgang einen Kondensator enthält. Der Wechselstromwiderstand dieses Kondensators ist aber fast ausschließlich für die Größe des Innenwiderstandes maßgebend. Dieser wird daher bei tiefen Frequenzen wesentlich größer sein als bei hohen Frequenzen. Die Folge davon ist, daß die beiden Anodenströme bei tiefen Frequenzen einen gemeinsamen Spannungsabfall an R_i hervorrufen, was zu einer unerwünschten Kopplung Anlaß geben kann. Es ist nämlich aus Abb. 170 leicht zu erkennen, daß der vom Anodenstrom der zweiten Röhre hervorgerufene Spannungsabfall über den Kondensator C mit auf das Gitter der zweiten Röhre gelangt. Das bedeutet aber eine Rückkopplung. Infolgedessen wird auch der Widerstandsverstärker zu „schwingen" beginnen, was sich in einem dauernden Auf- und Entladen des Kondensators C äußert. Die Folge davon sind Anodenstromschwankungen, die in einem angeschlossenen Lautsprecher ein brummendes oder plätscherndes Geräusch verursachen.

Macht man nun den Kondensator C so klein, daß die tiefen Frequenzen überhaupt nicht verstärkt werden, so bleibt natürlich auch die Rückkopplung unwirksam. Der Verstärker wird daher keine schädlichen Schwingerscheinungen zeigen. Es wäre also nicht nur zwecklos, sondern sogar unvorteilhaft, den Kondensator C größer zu machen, als es im Interesse einer guten Übertragung der tiefsten Tonfrequenz unbedingt erforderlich ist.

Noch eine weitere wichtige Eigenschaft des Kondensators C sei kurz erwähnt. Der Gleichstromwiderstand von R_g ist verhältnismäßig groß und liegt bei etwa 1 Megohm. Will man nun verhindern, daß der Kondensator C und der Widerstand R_g als Gleichstrom-Spannungsteiler wirken, so muß man darauf achten, daß der Gleichstromwiderstand des Kondensators C groß gegenüber R_g ist. Ein idealer Kondensator hätte zwar an und für sich einen unendlich großen Gleichstromwiderstand. Praktisch gibt es das jedoch nicht, da die Isolation zwischen den beiden Belegen niemals vollkommen ist. Immerhin lassen sich heute ohne weiteres Kondensatoren herstellen, deren Gleichstromwiderstand mehr als 100 Megohm beträgt. In diesem Fall würde $^1/_{100}$ der Anodengleichspannung, bei 100 Volt also 1 Volt, auf das Gitter der zweiten Röhre gelangen. Solche Beträge sind unbedenklich, weil man sie ohne weiteres durch die negative Gittervorspannung der zweiten Röhre wieder ausgleichen kann. Ein Gleichstromwiderstand von 10 Megohm wäre jedoch bereits untragbar, da in diesem Fall schon 10 Volt Anodengleichspannung auf das Gitter der zweiten Röhre gelangen würden. Wir sehen, wie wichtig ein absolut hochwertiger Kondensator ist, wenn man ihn als „Koppelkondensator" zwischen zwei Stufen eines Widerstandsverstärkers verwenden will.

Wir werden jetzt ohne weiteres die in Abb. 171 gezeichnete Frequenzkurve des kapazitätsgekoppelten Widerstandsverstärkers nach Abb. 170 verstehen. Bei der Frequenz Null ist die Verstärkung ebenfalls Null, weil der Wechselstromwiderstand des Koppelkondensators dann unendlich groß ist, so daß keine Wechselspannung auf das Gitter der folgenden

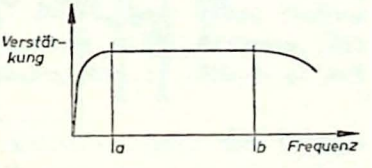


Abb. 171. Frequenzkurve eines kapazitätsgekoppelten Widerstandsverstärkers

Röhre übertragen werden kann. Mit zunehmender Frequenz steigt die Verstärkung verhältnismäßig schnell an, weil der Widerstand von C immer kleiner wird. Hat die Frequenz den Wert a erreicht, so ist der Wechselspannungsabfall an C praktisch zu vernachlässigen. Der Verstärker weist nun den höchstmöglichen Verstärkungsgrad auf und behält ihn innerhalb eines ziemlich großen Frequenzbereiches von a bis b bei. Dort arbeitet der Verstärker praktisch aperiodisch, weil weder C noch die schädlichen Parallelkapazitäten eine Rolle spielen. Das ändert sich erst nach Überschreiten der Frequenz b. Der Widerstand der schädlichen Kapazitäten ist nun so klein geworden, daß auch der Gesamtwiderstand der Außenwiderstände merklich abnimmt. Die Folge davon ist natürlich ein entsprechender Verstärkungsrückgang, was in dem Abfall der Kurve Abb. 171 rechts von b zum Ausdruck kommt.

In den Abbildungen 168 und 170 haben wir der Einfachheit halber Trioden angenommen. Normalerweise werden jedoch in Widerstandsverstärkern meistens Pentoden verwendet. In Abb. 172 ist das vollständige Schaltbild eines zweistufigen Pentoden-Widerstandsverstärkers aufgezeichnet, das wir noch ein wenig besprechen wollen. Die Werte der Schaltorgane sind in die Abbildung eingetragen.

Zunächst interessiert die Erzeugung der Gittervorspannungen. Hier wird von dem bereits bei der Besprechung des Anodengleichrichters erörterten Prinzip (siehe Abb. 119) Gebrauch gemacht. In den Kathodenleitungen der beiden Röhren liegen Widerstände von je 2 000 Ohm, die mit einem Kondensator von 25 Mikrofarad überbrückt sind. Der diese Wider-

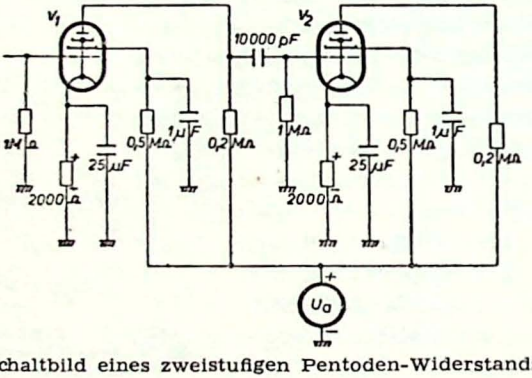


Abb. 172. Schaltbild eines zweistufigen Pentoden-Widerstandsverstärkers

stände durchfließende Kathodenstrom erzeugt an ihnen einen Spannungsabfall, so daß die Kathode positiver als der untere Punkt des Kathodenwiderstandes wird. Nachdem der untere Punkt über den Gitterwiderstand mit dem Gitter der Röhre verbunden ist, ist das Gitter um den Spannungsabfall negativer als die Kathode, erhält also die gewünschte negative Vorspannung. Durch entsprechende Wahl des Kathodenwiderstandes hat man es ohne weiteres in der Hand, eine beliebig große Vorspannung zu erzeugen. Diese elegante Maßnahme wird heute in allen modernen Radiogeräten verwendet und heißt „automatische Gittervorspannungserzeugung".

Die Erzeugung der Schirmgitterspannung über einen Widerstand von ungefähr 0,5 Megohm ist uns bereits bekannt. Sowohl Schirmgitter- als auch Kathodenwiderstände müssen mit Kondensatoren überbrückt werden, denn an diesen Widerständen dürfen keine Wechselspannungen auftreten. Deshalb müssen die kapazitiven Widerstände stets klein gegenüber den Gleichstromwiderständen sein. Während man bei dem Schirmgitterkondensator gewöhnlich mit einer Kapazität von ungefähr 1 Mikrofarad auskommt, muß der Kathodenkondensator wesentlich größer sein. Im ersten Fall ist nämlich der Schirmgitterwiderstand verhältnismäßig groß; ihm gegenüber ist der Wechselstromwiderstand des Schirmgitterkondensators noch als klein zu bezeichnen. Im zweiten Falle ist der Kathodenwiderstand wesentlich kleiner, so daß wir einen größeren Kondensator brauchen, um dasselbe Widerstandsverhältnis wie im ersten Fall zu erhalten. Deshalb liegen die Kathodenkondensatoren gewöhnlich in der Größenordnung von 10 bis 100 Mikrofarad.

Die Größe der Anoden-Außenwiderstände hängt bis zu einem gewissen Grade von den Eigenschaften der Verstärkerröhre ab. Wir finden gewöhnlich Werte zwischen 0,1 und 1 Megohm. Damit ergeben sich je Stufe Verstärkungsziffern von etwa 50 . . . 200, wenn normale Pentoden verwendet werden. Mit einem zweistufigen Verstärker kann man daher bereits eine Gesamtverstärkung von mindestens 10 000 erzielen. Das bedeutet z. B., daß sich eine Spannung von 10 Mikrovolt auf 0,1 Volt heraufsetzen läßt.

Nachdem wir nun ziemlich ausführlich über die Widerstandsverstärker gesprochen haben, wenden wir uns einer zweiten Schaltung, dem sog. Transformatorverstärker, zu.

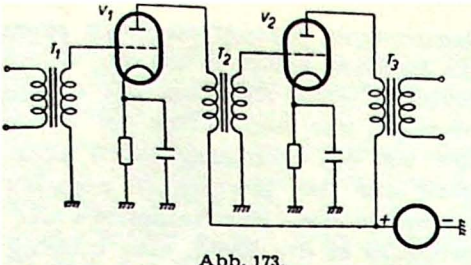


Abb. 173.
Schaltung eines Transformatorverstärkers

Wir sehen das Schaltbild in Abb. 173. Im Gitterkreis der ersten Röhre liegt die Sekundärseite eines Transformators T_1. An die Primärseite schließt man die zu verstärkende Spannung an. Sie ruft in der Sekundärseite natürlich eine Wechselspannung hervor, mit der die Röhre V_1 in bekannter Weise ausgesteuert wird. Der Anodenstrom durchfließt die Primärseite eines zweiten Transformators T_2, so daß in dessen Sekundärseite eine neue, nunmehr erheblich verstärkte Spannung induziert wird. Sie steuert das Gitter der Röhre V_2, in deren Anodenkreis ein weiterer Transformator T_3 liegt. Die Gittervorspannungen der Röhren werden wie in Abb. 172 durch Kathodenwiderstände erzeugt.

Wie man sieht, ist der Aufbau eines Transformatorverstärkers verhältnismäßig einfach. Eine gleichstrommäßige Trennung zwischen Anoden- und Gitterseite ist nicht erforderlich, weil die beiden Wicklungen des Transformators ohnehin voneinander isoliert sind. Über die Beschaffenheit der Transformatoren müssen wir uns jedoch ein wenig unterhalten.

Jede Transformatorwicklung hat bekanntlich eine bestimmte Induktivität, zu der ein entsprechend großer Wechselstromwiderstand, je nach Frequenz der angeschlossenen Spannung, gehört. Wir müssen nun dafür sorgen, daß dieser Wechselstromwiderstand auch noch bei der tiefsten Tonfrequenz so groß ist, daß die Röhre einwandfrei verstärkt. Beträgt die Primärinduktivität z. B. 10 Henry, so ergibt sich ein Wechselstromwiderstand von 3140 Ohm bei einer Frequenz von 50 Hertz. Dieser Wert ist für eine genügende Verstärkung gerade noch ausreichend. Gewöhnlich weisen die handelsüblichen Tonfrequenztransformatoren jedoch noch größere Werte, bis zu mehreren hundert Henry, auf. Je größer also die Primärinduktivität gemacht wird, um so besser gelangen die tiefen Frequenzen zur Wiedergabe.

Wie beim Widerstandsverstärker gibt es auch beim Transformatorverstärker eine obere Frequenzgrenze, für die ebenfalls die schädlichen Kapazitäten verantwortlich sind. Diese

wirken sich nur anders aus. In Abb. 174 sehen wir die Sekundärseite eines Transformators, dem die schädliche Kapazität C_s parallel liegt. Die Schaltung entspricht ganz genau der eines Parallelschwingungskreises und besitzt auch dessen Eigenschaften. Infolgedessen muß der ganze Kreis bei einer bestimmten Frequenz in Resonanz geraten und dann seinen höchsten Widerstand aufweisen. Die Höhe der Resonanzfrequenz hängt natürlich nicht nur von der Induktivität der Sekundärwicklung, sondern auch von der schädlichen Kapazität ab. Die Resonanz tritt bei um so tieferen Frequenzen ein, je größer die schädliche Kapazität ist. Für Frequenzen oberhalb der Resonanz werden jedoch der Widerstand des Kreises und damit die Verstärkung sehr schnell kleiner. Wenn wir also besonders hohe Frequenzen übertragen wollen, müssen wir genau wie beim Widerstandsverstärker für kleine schädliche Kapazitäten sorgen, da wir die Sekundärinduktivität nicht einfach beliebig klein machen können; ihr Widerstand muß nämlich bei tiefen Frequenzen noch ausreichend groß sein.

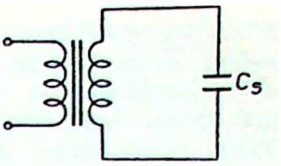


Abb. 174.
Die Sekundärseite besitzt eine schädliche Kapazität

Wir verstehen jetzt die Frequenzkurve eines Transformatorverstärkers, wie sie in Abb. 175 dargestellt ist. Unterhalb der Frequenz a fällt die Verstärkung verhältnismäßig schnell bis auf Null, weil der Wechselstromwiderstand der Wicklungen dann sehr klein wird. Innerhalb des Frequenzbereiches von a bis b verhält sich der Verstärker praktisch aperiodisch, weil der Wicklungswiderstand genügend groß ist und weil die schädlichen Kapazitäten noch keine Rolle spielen. Oberhalb der Frequenz b beginnt die Verstärkung zu steigen, weil der Schwingungskreis nach Abb. 174 in Resonanz gerät und daher einen verhältnismäßig großen Widerstand annimmt. Die Resonanz ist bei der Frequenz c erreicht. Oberhalb dieser Frequenz fallen nun Widerstand und Verstärkung sehr schnell ab; der Verstärker wird daher bei diesen Frequenzwerten nicht mehr brauchbar sein.

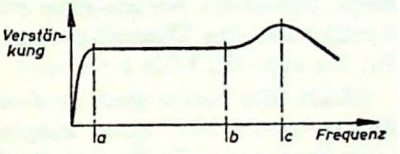


Abb. 175. Frequenzkurve eines Transformatorverstärkers

Wir sehen in Abb. 3, Tafel IV, die praktische Ausführung eines Transformatorverstärkers. Links erkennen

wir die erste Röhre. Rechts davon befindet sich der Transformator T_2 nach Abb. 173; auf diesen folgt die Röhre V_2 mit dem Transformator T_3. Die Röhren und Transformatoren sind auf einem Holzbrettchen montiert. Vorne und an den beiden Seiten sind kleine Isolierleisten befestigt, die die Eingangs- und Ausgangsanschlüsse, ferner die Anschlüsse für die Betriebsbatterie tragen.

Selbstverständlich gelten für den Aufbau dieses Verstärkers dieselben Gesichtspunkte, die wir schon auf Seite 171 besprochen haben. Man wird also einen für den dauernden Betrieb bestimmten Verstärker anders aufbauen. Wer sich darüber näher unterrichten will und am Selbstbau interessiert ist, findet in unserem Buch „Radiopraxis für Alle" ausführliche und genaue Anleitungen.

Die in der Abbildung dargestellten Niederfrequenztransformatoren zeigen nur eine bestimmte Bauart. Manche Firmen verzichten z. B. auf die äußere Schutzkapsel, die die dargestellten Transformatoren umgibt, und ziehen eine offene Bauform vor. Übrigens findet man zweistufige Transformatorverstärker wegen ihrer schlechteren Eigenschaften nur noch selten. Allerdings haben sie bei den Transistorschaltungen (s. S. 398) wieder eine gewisse Bedeutung erlangt.

Die Transformatoren T_1, T_2 und T_3 heißen Niederfrequenztransformatoren und haben ein ähnliches Aussehen wie Netztransformatoren, sind aber wesentlich kleiner. Von Bedeutung ist übrigens auch das Übersetzungsverhältnis. Es leuchtet ohne weiteres ein, daß man noch an Verstärkung gewinnen kann, wenn man mit Hilfe der Transformatoren die Spannung heraufsetzt. Das ist jedoch nur in bescheidenen Grenzen möglich, denn wir können der Sekundärwicklung nicht beliebig viele Windungen geben. Beim Überschreiten einer bestimmten Windungszahl rückt nämlich die Resonanzfrequenz (siehe Abb. 174 und 175) so stark nach unten, daß der nutzbare Frequenzbereich des Verstärkers ganz erheblich beschnitten wird. Man erhält dann zwar eine verhältnismäßig große Verstärkung, bekommt jedoch eine schlechte Frequenzkurve. Deshalb macht man das Übersetzungsverhältnis gewöhnlich nicht größer als etwa 1 : 2 bis 1 : 4.

Auch die Sorte des in den Transformatoren verwendeten Eisens spielt für eine möglichst gleichmäßige Übertragung aller Frequenzen eine große Rolle. Man verwendet meistens Speziallegierungen, die auf Grund jahrelanger Entwicklungs-

arbeit entstanden sind. Die heute zur Verfügung stehenden Niederfrequenztransformatoren verwenden tatsächlich ausgezeichnetes Eisenmaterial. Trotzdem hat der Transformatorverstärker bei den Rundfunkgeräten immer mehr an Bedeutung verloren. Dafür sind vor allen Dingen zwei Gründe maßgebend: Erstens sind gute Niederfrequenztransformatoren sehr teuer, so daß sich ein Widerstandsverstärker wesentlich billiger stellt. Zweitens erreicht man auch mit den besten Transformatoren niemals eine so ausgeglichene Frequenzkurve, wie das bei Widerstandsverstärkern möglich ist.

Wer praktische Versuche mit normalen Niederfrequenztransformatoren macht, darf übrigens nicht vergessen, daß die Transformatorwicklungen nur eine sehr beschränkte Belastbarkeit haben. Gleichströme über 10 mA sollen daher nach Möglichkeit nicht fließen, um die sehr feinen Wicklungsdrähte nicht zu beschädigen. Will man nämlich die erforderliche große Selbstinduktion auf dem Transformatorkern unterbringen, so muß man von äußerst schwachem Wickeldraht Gebrauch machen. Die Herstellung solcher Wicklungen bereitet große praktische Schwierigkeiten.

Eine Abart des Transformatorverstärkers haben wir in dem sog. Drosselverstärker (Abb. 176) vor uns. Er enthält eine im Anodenkreis der Röhre liegende Spule L mit möglichst großer Induktivität, die also einen beträchtlichen Wechselstromwiderstand darstellt. Die an dieser Spule auftretende Spannung wird nun wie beim Widerstandsverstärker über einen Koppelkondensator C auf das Gitter der zweiten Röhre gegeben. Die Gittervorspannung wird über den Gitterwiderstand R_g zugeführt. Wie man sieht, ist die Schaltung ein Mittelding zwischen Widerstands- und Transformatorverstärker. Die Verwendung einer Spule im Anodenkreis hat übrigens — wie auch beim Transformatorverstärker — den Vorteil, daß an ihr praktisch kein Gleichspannungsabfall auftritt. Infolgedessen kommt die volle Spannung an der Röhrenanode zur Auswirkung, was stets vorteilhaft ist. Indessen ist der Drosselverstärker genau wie der Transformatorverstärker heute in den Hintergrund getreten.

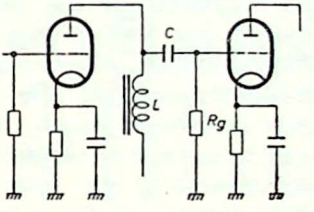


Abb. 176. Schaltbild eines Drosselverstärkers

wir die erste Röhre. Rechts davon befindet sich der Transformator T_2 nach Abb. 173; auf diesen folgt die Röhre V_2 mit dem Transformator T_3. Die Röhren und Transformatoren sind auf einem Holzbrettchen montiert. Vorne und an den beiden Seiten sind kleine Isolierleisten befestigt, die die Eingangs- und Ausgangsanschlüsse, ferner die Anschlüsse für die Betriebsbatterie tragen.

Selbstverständlich gelten für den Aufbau dieses Verstärkers dieselben Gesichtspunkte, die wir schon auf Seite 171 besprochen haben. Man wird also einen für den dauernden Betrieb bestimmten Verstärker anders aufbauen. Wer sich darüber näher unterrichten will und am Selbstbau interessiert ist, findet in unserem Buch „Radiopraxis für Alle" ausführliche und genaue Anleitungen.

Die in der Abbildung dargestellten Niederfrequenztransformatoren zeigen nur eine bestimmte Bauart. Manche Firmen verzichten z. B. auf die äußere Schutzkapsel, die die dargestellten Transformatoren umgibt, und ziehen eine offene Bauform vor. Übrigens findet man zweistufige Transformatorverstärker wegen ihrer schlechteren Eigenschaften nur noch selten. Allerdings haben sie bei den Transistorschaltungen (s. S. 398) wieder eine gewisse Bedeutung erlangt.

Die Transformatoren T_1, T_2 und T_3 heißen Niederfrequenztransformatoren und haben ein ähnliches Aussehen wie Netztransformatoren, sind aber wesentlich kleiner. Von Bedeutung ist übrigens auch das Übersetzungsverhältnis. Es leuchtet ohne weiteres ein, daß man noch an Verstärkung gewinnen kann, wenn man mit Hilfe der Transformatoren die Spannung heraufsetzt. Das ist jedoch nur in bescheidenen Grenzen möglich, denn wir können der Sekundärwicklung nicht beliebig viele Windungen geben. Beim Überschreiten einer bestimmten Windungszahl rückt nämlich die Resonanzfrequenz (siehe Abb. 174 und 175) so stark nach unten, daß der nutzbare Frequenzbereich des Verstärkers ganz erheblich beschnitten wird. Man erhält dann zwar eine verhältnismäßig große Verstärkung, bekommt jedoch eine schlechte Frequenzkurve. Deshalb macht man das Übersetzungsverhältnis gewöhnlich nicht größer als etwa 1 : 2 bis 1 : 4.

Auch die Sorte des in den Transformatoren verwendeten Eisens spielt für eine möglichst gleichmäßige Übertragung aller Frequenzen eine große Rolle. Man verwendet meistens Speziallegierungen, die auf Grund jahrelanger Entwicklungs-

arbeit entstanden sind. Die heute zur Verfügung stehenden Niederfrequenztransformatoren verwenden tatsächlich ausgezeichnetes Eisenmaterial. Trotzdem hat der Transformatorverstärker bei den Rundfunkgeräten immer mehr an Bedeutung verloren. Dafür sind vor allen Dingen zwei Gründe maßgebend: Erstens sind gute Niederfrequenztransformatoren sehr teuer, so daß sich ein Widerstandsverstärker wesentlich billiger stellt. Zweitens erreicht man auch mit den besten Transformatoren niemals eine so ausgeglichene Frequenzkurve, wie das bei Widerstandsverstärkern möglich ist.

Wer praktische Versuche mit normalen Niederfrequenztransformatoren macht, darf übrigens nicht vergessen, daß die Transformatorwicklungen nur eine sehr beschränkte Belastbarkeit haben. Gleichströme über 10 mA sollen daher nach Möglichkeit nicht fließen, um die sehr feinen Wicklungsdrähte nicht zu beschädigen. Will man nämlich die erforderliche große Selbstinduktion auf dem Transformatorkern unterbringen, so muß man von äußerst schwachem Wickeldraht Gebrauch machen. Die Herstellung solcher Wicklungen bereitet große praktische Schwierigkeiten.

Eine Abart des Transformatorverstärkers haben wir in dem sog. Drosselverstärker (Abb. 176) vor uns. Er enthält eine im Anodenkreis der Röhre liegende Spule L mit möglichst großer Induktivität, die also einen beträchtlichen Wechselstromwiderstand darstellt. Die an dieser Spule auftretende Spannung wird nun wie beim Widerstandsverstärker über einen Koppelkondensator C auf das Gitter der zweiten Röhre gegeben. Die Gittervorspannung wird über den Gitterwiderstand R_g zugeführt. Wie man sieht, ist die Schaltung ein Mittelding zwischen Widerstands- und Transformatorverstärker. Die Verwendung einer Spule im Anodenkreis hat übrigens — wie auch beim Transformatorverstärker — den Vorteil, daß an ihr praktisch kein Gleichspannungsabfall auftritt. Infolgedessen kommt die volle Spannung an der Röhrenanode zur Auswirkung, was stets vorteilhaft ist. Indessen ist der Drosselverstärker genau wie der Transformatorverstärker heute in den Hintergrund getreten.

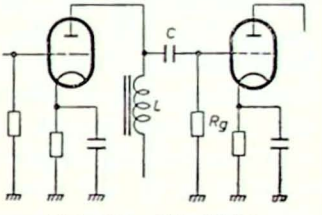


Abb. 176. Schaltbild eines Drosselverstärkers

Für die Schaltungen nach Abb. 173 und 176 verwendet man fast ausschließlich Trioden. Diese Röhren haben wesentlich kleinere Innenwiderstände als Pentoden, was im vorliegenden Fall erwünscht ist. Die Transformator- bzw. Drosselwicklungen müssen nämlich eine bestimmte Dämpfung aufweisen, damit die in Abb. 175 gezeigte Resonanzspitze abgeflacht wird. Dafür kann man nun gleich den kleinen Innenwiderstand von Trioden verwenden. Selbstverständlich sind die mit Trioden erzielbaren Verstärkungsgrade nicht so groß wie bei Pentoden, worin ein weiterer Nachteil dieser Verstärkergruppe zu sehen ist.

Wir haben nun die wichtigsten Schaltungen der Niederfrequenzverstärker kennengelernt. Es kam immer darauf an, eine Spannung möglichst formgetreu zu verstärken. Das Auftreten einer Wechselstromleistung war gänzlich ohne Interesse. Wir hörten jedoch bereits auf Seite 210, daß man zum Betrieb eines Lautsprechers, der bekanntlich Schallenergie liefern muß, eine bestimmte Wechselstromleistung benötigt. Wir wollen uns daher im nächsten Abschnitt über die damit zusammenhängenden Fragen unterhalten.

4. Niederfrequente Leistungsverstärker

Die Bezeichnung „Leistungsverstärker" ist eigentlich unrichtig, denn es ist in den meisten Fällen überhaupt keine Leistung vorhanden, die man verstärken könnte. Man verwendet vielmehr eine Elektronenröhre, die unter dem Einfluß einer steuernden Gitterwechselspannung Leistung erzeugt. Diese Leistung stammt jedoch aus der Gleichstromquelle der Elektronenröhre, denn von selbst kann sie nicht entstehen. Es wäre daher zweckmäßiger, wenn man nicht von einem Leistungsverstärker, sondern von einem Leistungsumformer sprechen würde. Indessen hat sich die zuerst genannte Bezeichnung heute so weit eingebürgert, daß sie wohl nicht mehr auszurotten ist.

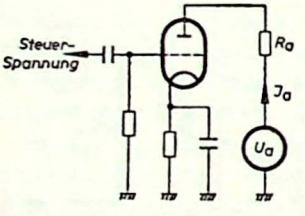


Abb. 177. Zum Verständnis der Leistungsverstärkung

Die Vorgänge bei der Leistungsverstärkung sind nicht schwer zu verstehen. Wir sehen in Abb. 177 eine Schaltung, die sich in nichts von den bisher besprochenen Spannungs-

verstärkerstufen unterscheidet. Das Gitter der Röhre wird mit der steuernden Wechselspannung verbunden, im Anodenkreis liegt ein Ohmscher Außenwiderstand R_a. Wir wollen nun zusehen, was passiert, wenn die am Gitter wirksame Spannung durch die Steuerwechselspannung zwischen einem Größtwert und einem Kleinstwert geändert wird. Wir nehmen zunächst an, daß die negative Halbwelle der Steuerspannung am Gitter wirksam ist. Dann befinden wir uns auf der J_a/U_a-Kennlinie nach Abb. 178, die mit „Gitterspannung 1" gekennzeichnet ist. In diesem Fall ist x der Arbeitspunkt der Röhre. An ihrer Anode liegt die Anodenspannung b und es fließt der Anodenstrom d. Wenn sich nun die Polarität der Gitterwechselspannung ändert, so daß die positive Halbwelle wirksam wird, so gilt eine neue Röhrenkennlinie, die in Abb. 178 mit „Gitterspannung 2" bezeichnet ist. Der Arbeitspunkt ist nun durch x_1 gegeben. Dieser Arbeitspunkt liegt jetzt aber nicht senkrecht über x, denn das würde einem zu großen Strom entsprechen, der nur dann vorhanden wäre, wenn sich kein Außenwiderstand R_a im Kreis befinden würde. Der Außenwiderstand verhindert jedoch das Zustandekommen dieses Stromes, so daß sich ein kleinerer Strom c einstellt, zu dem der Arbeitspunkt x_1 gehört. Zwischen x und x_1 ist eine Verbindungslinie gezeichnet, die natürlich um so flacher verläuft, je größer der Außenwiderstand R_a ist. Die Neigung dieser Hilfslinie ist demnach ein Maß für die Größe des Widerstandes R_a und wird deshalb „Widerstandsgerade" genannt.

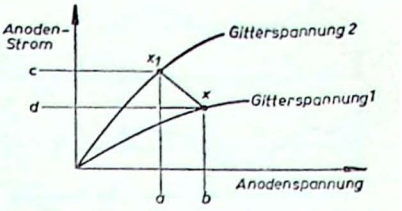


Abb. 178. Bestimmung der Leistung aus dem Kennlinienbild

Wie steht es nun mit der Anodenspannung? Da sich der Anodenstrom vergrößert hat, wird auch der Spannungsabfall an R_a entsprechend größer sein. Das geht jedoch auf Kosten der an der Anode liegenden Gleichspannung, so daß sich jetzt eine kleinere Anodenspannung a einstellt. Zusammenfassend sehen wir, daß die Spannung an der Anode zwischen den Werten a und b im Rhythmus der Gitterwechselspannung hin- und herschwanken kann, während sich der Anodenstrom zwischen den Werten c und d bewegt. Selbstverständlich schwankt der Spannungsabfall am Außenwiderstand ebenso

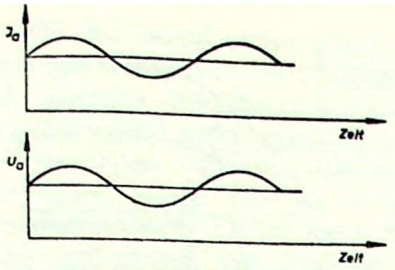


Abb. 179.
Strom- und Spannungsverlauf bei der Leistungsverstärkung

wie die Spannung der Anode. Wir bekommen daher einen Strom- bzw. Spannungsverlauf, wie er in Abb. 179 wiedergegeben ist. Es handelt sich um pulsierende Spannungen und Ströme, die wir bereits kennen und von denen wir wissen, daß sie sich in einen reinen Gleichstrom und einen reinen Wechselstrom bzw. in eine reine Gleichspannung und eine reine Wechselspannung zerlegen lassen. Wir erhalten daher eine Darstellung nach Abb. 180 und bekommen nunmehr eine Wechselstromleistung nach der unteren Figur der Abb. 180. Diese Leistung muß um so größer sein, je größer die Wechselspannung und der Wechselstrom gemacht werden. Wenn wir uns nochmals die der Abb. 178 zugrunde liegenden Vorgänge vor Augen halten, so sehen wir, daß zunächst eine große gitterseitige Aussteuerung der Röhre zu großen Anodenstromschwankungen und damit auch zu großen Wechselstromleistungen am Außenwiderstand führen muß. Dagegen ist der Einfluß der Größe des Außenwiderstandes nicht ohne weiteres zu erkennen. Wenn wir beispielsweise Abb. 181 betrachten, so sehen wir, daß weder ein sehr großer noch ein sehr kleiner Widerstand für eine große Wechselstromleistung von Nutzen ist. Betrachten wir zunächst den Widerstand, zu dem die ausgezogene Widerstandsgerade mit dem Arbeitspunkt x_1 gehört. Dieser Arbeitspunkt liefert bei voller Aussteuerung zwischen den beiden Kennlinien eine bestimmte Strom- und Spannungsschwankung, die durch die Strecken b und a gegeben ist. Machen wir den Widerstand sehr groß, so daß sich der Arbeitspunkt x_3 ergibt, so steigt zwar die Spannung auf den Betrag c an, dagegen hat der Strom jetzt nur noch den Wert d. Würden wir den Widerstand weiter vergrößern, so

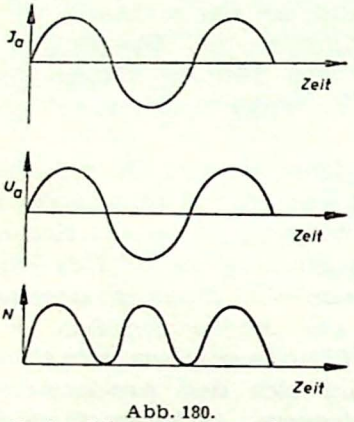


Abb. 180.
Zustandekommen der Leistung aus Strom und Spannung

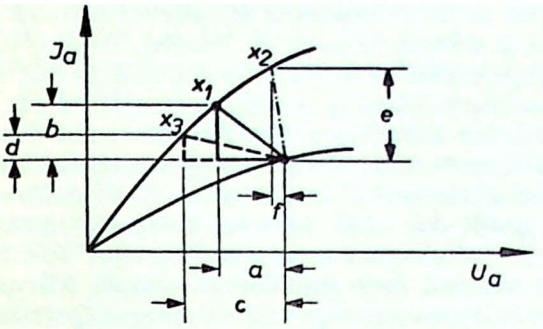


Abb. 181. Zum Bestwert des Außenwiderstandes

würde der Strom noch weiter fallen, bis er schließlich zu Null geworden ist. In diesem Fall kann natürlich überhaupt keine Leistung auftreten.

Dieselben Verhältnisse, nur in umgekehrtem Sinn, ergeben sich bei einer Widerstandsverkleinerung. Betrachten wir z. B. den zu dem kleinen Widerstand gehörenden Arbeitspunkt x_2, so sehen wir, daß dort der Strom zwar den großen Wert e angenommen hat, daß jedoch die Spannung nur den kleinen Wert f aufweist. Würden wir den Widerstand gänzlich zu Null machen, so käme überhaupt keine Spannungsschwankung mehr zustande. Infolgedessen wäre wiederum keine Leistung vorhanden.

Aus unseren Darlegungen geht ohne weiteres hervor, daß die Leistung bei einem bestimmten Wert des Widerstandes, der zwischen Null und Unendlich liegt, einen Höchstwert erreichen muß. Hier ist nun ein Gesetz maßgebend, das in der ganzen Elektrotechnik Gültigkeit hat. Es besagt, daß die einer Stromquelle entnommene Leistung immer dann ihren Höchstwert hat, wenn der Widerstand des Verbrauchers genau so groß ist wie der Innenwiderstand der Stromquelle oder des „Generators". Als Stromquelle ist in unserem Fall die Röhre anzusehen, die bekanntlich einen bestimmten Innenwiderstand hat. Beträgt dieser z. B. 5 000 Ohm, so muß der Außenwiderstand denselben Wert haben, wenn wir in ihm ein Maximum an Leistung verbrauchen wollen.

Die Herstellerfirmen der Elektronenröhren geben den Wert des Innenwiderstandes gewöhnlich an. Er ist jedoch in vielen Fällen sehr groß, so daß es Schwierigkeiten bereitet, einen

gleich großen Außenwiderstand zu verwirklichen. Auch kann das soeben erwähnte Gesetz in vielen Fällen nicht bedingungslos angewendet werden. Wir müssen ja bei der Abgabe von Wechselstromleistung nicht nur auf einen möglichst großen Wert der Leistung achten, sondern die Wechselstromleistung darf auch keine Verzerrungen haben. Das kann jedoch mitunter eintreten, wenn man den Außenwiderstand genau so groß wie den Innenwiderstand macht. Deshalb schreiben die Röhrenfirmen einen Bestwert für den Außenwiderstand vor, bei dem sich der günstigste Kompromiß zwischen Wechselstromleistung und Verzerrungsfreiheit ergibt.

Wir haben jetzt gesehen, weshalb eine Röhre zur Abgabe von Wechselstromleistung in der Lage ist. Die Schwankungen des gesteuerten Anodenwechselstroms rufen gleichzeitig Spannungsschwankungen am Außenwiderstand hervor. Die Strom- und Spannungsschwankungen kann man sich durch Wechselströme bzw. Wechselspannungen ersetzt denken, die zusammenwirken und die gewünschte Wechselstromleistung erzeugen. Wir hörten bereits auf Seite 228, daß ein großer Anodenwechselstrom auf alle Fälle zu einer großen Wechselstromleistung führt. Daraus geht hervor, daß wir den mittleren Anodenstrom, der in ungesteuertem Zustand der Röhre auftritt, verhältnismäßig groß machen müssen. Großen Ruheströmen entsprechen nämlich auch große Stromschwankungen. Aus diesem Grunde muß man die Röhren, wenn sie größere Leistungen abgeben sollen, auch verhältnismäßig stark bemessen, denn große Anodenströme bewirken selbstverständlich eine kräftige Erwärmung der Röhre, die zu um so höheren Temperaturen Anlaß gibt, je kleiner die Röhre ist. Ein kleiner Glaskolben kann z. B. nicht so viel Wärme abstrahlen wie ein großflächiger Kolben, der die Wärme sehr leicht an seine Umgebung abgibt. Trotzdem ist es im Laufe der Jahre den Röhrenkonstrukteuren gelungen, verhältnismäßig große Leistungen in ziemlich kleinen Röhren zu verarbeiten. Man hat es vor allem gelernt, die einer besonders starken Erhitzung ausgesetzte Anode mit Kühlflügeln oder ähnlichen Blechen zu versehen, die sich zur Weiterleitung der überschüssigen Wärme sehr gut eignen.

Schaltungstechnisch bieten die Leistungsverstärker keine Besonderheiten. Man spricht auch von Kraftverstärkern, womit man zum Ausdruck bringen will, daß sie nicht nur Span-

nung, sondern auch Leistung abgeben können. In den Rundfunkempfängern ist es die letzte Röhre, die sog. Endröhre, in deren Anodenkreis der Lautsprecher liegt und die Leistung abzugeben imstande ist.

Damit wir einen Begriff von der Größe der erforderlichen Wechselstromleistung erhalten, bringen wir nachstehend einige Zahlenangaben. Ein Lautsprecher liefert z. B. eine mittlere Zimmerlautstärke, wenn er 0,05 Watt Wechselstromleistung zugeführt erhält. Eine Leistung von mehr als 1 Watt geht schon über die Zimmerlautstärke weit hinaus. Mit 3 Watt kann man zur Not bereits einen kleineren Saal mit Schallleistung versorgen. Für große Säle, Kirchen, Versammlungsräume usw. werden Leistungen bis zu etwa 100 Watt benötigt. Das bezieht sich alles auf die dem Lautsprecher zuzuführende elektrische Wechselstromleistung. Die vom Lautsprecher abgegebene akustische Schalleistung, die man ebenfalls in Watt messen kann, ist ganz erheblich kleiner und hängt nur vom Wirkungsgrad des Lautsprechers ab.

Unter Wirkungsgrad versteht man das Verhältnis zwischen der abgegebenen Nutzenergie, in unserem Fall also der Schallleistung, zu der insgesamt aufgenommenen Leistung, der elektrischen Wechselstromleistung. Ist z. B. die Schalleistung nur halb so groß wie die zugeführte elektrische Leistung, so beträgt der Wirkungsgrad 50%. Mit einem so hohen Wert können wir jedoch auch bei den besten Lautsprechern niemals rechnen! Gute Lautsprecher haben Wirkungsgrade von etwa 5%, im allerhöchsten Fall 10%. Wenn wir also z. B. einem Lautsprecher mit 5% Wirkungsgrad eine elektrische Leistung von 100 Watt zuführen, so werden in Wirklichkeit nur 5 Watt in Form von Schall abgestrahlt. Wir sehen, daß die elektroakustische Umwandlung höchst unwirtschaftlich ist, was sich jedoch leider nicht ändern läßt.

Wir kommen nun noch einmal auf die Schaltungstechnik der Leistungsverstärker zurück. Eine Anordnung nach Abbildung 177 wird nur dann verwendet, wenn es auf höchste Klangqualität ankommt und wenn die verlangten Wechselstromleistungen nicht zu groß sind. Man legt nämlich in diesem Fall den Arbeitspunkt in die Mitte des geradlinigen Teils der J_a/U_g-Kennlinie, wie es in Abb. 182 dargestellt ist. Die Aussteuerung der Röhre erfolgt symmetrisch zum Arbeitspunkt, so daß nur der geradlinige Bereich der Kennlinie be-

strichen wird. Dadurch ist größte Gewähr für ein Mindestmaß an Verzerrungen gegeben. Eine solche Betriebsart wird A-Verstärkung genannt. Gitterstrom kann hierbei überhaupt nicht auftreten, weil die Aussteuerung niemals so groß ist, daß die wirksame Gitterspannung Null oder größer als Null werden kann.

Will man größere Wechselstromleistungen erzeugen, so wird die A-Verstärkung sehr unwirtschaftlich, denn es fließt, wie Abb. 182 zeigt, auch im nicht gesteuerten Zustand ein beträchtlicher Anodenruhestrom, der lediglich die Anode erhitzt. Man geht dann zur sog. B-Verstärkung nach Abb. 183 über. Der Arbeitspunkt liegt hierbei fast im Fußpunkt der Kennlinie, wo also praktisch kein Anodenstrom mehr fließt. Eine einfache Verstärkerröhre nach Abb. 177 wäre jedoch beim B-Verstärker nicht brauchbar. Das ist ohne weiteres einzusehen, denn die Röhrenkennlinie nach Abb. 183 wird ja nur von der positiven Halbwelle der Gitterwechselspannung ausgesteuert. Die negative Halbwelle wird genau so wie beim Anodengleichrichter unterdrückt, kommt also überhaupt nicht zur Wiedergabe. Die Kurve des Anodenstroms verläuft daher keineswegs auch nur annähernd sinusförmig, was natürlich zu untragbaren Verzerrungen führen würde. Aus diesem Grunde kommt für die B-Verstärkung nur die sog. Gegentakt-Schaltung in Betracht, die wir jetzt besprechen wollen.

Das Schaltbild ist in Abb. 184 gezeigt. Wir sehen zwei Röhren V_1 und V_2 mit ihren zugehörigen Anoden- und Gitterwiderständen R_{g1}, R_{a1}, R_{g2} und R_{a2}. Die steuernde Wechselspannung wird an die beiden Gitter der Röhren gelegt. Der

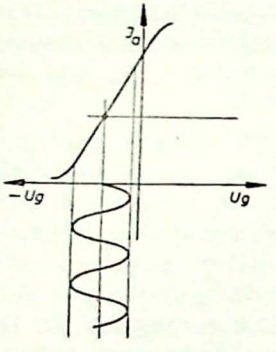


Abb. 182.
Arbeitsweise der A-Verstärker

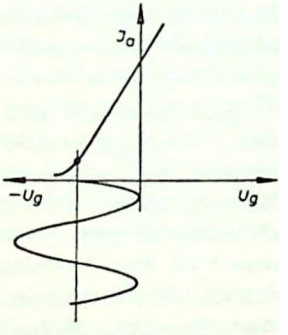


Abb. 183.
Arbeitsweise der B-Verstärker

Mittelpunkt der Stromquelle liegt am Nullpunkt der Schaltung. Bezieht man auf diesen Nullpunkt das jeweilige Vorzeichen der Wechselspannung, so sieht man, daß der obere Anschluß der Stromquelle dann gegenüber dem Nullpunkt positiv ist, wenn der untere Anschluß ein negatives Vorzeichen aufweist. Ändert sich die Polarität, so ist der untere Anschluß gegenüber dem Nullpunkt positiv, der obere Anschluß dagegen negativ.

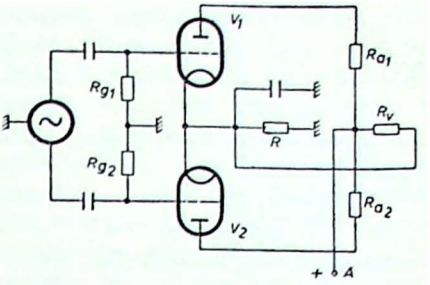


Abb. 184.
Schaltbild der Gegentakt-Anordnung

Wir wollen eine positive Polarität des oberen Anschlusses annehmen. Dann wird die Röhre V_1, die mit Hilfe des Kathodenwiderstandes R und des Hilfswiderstandes R_v negativ vorgespannt ist, ins positive Gebiet nach Abb. 183 ausgesteuert, so daß während dieser Halbwelle an R_{a1} Wechselstromleistung auftritt. Die Röhre V_2 arbeitet während dieser Zeit überhaupt nicht; sie hat dieselbe negative Vorspannung wie V_1 und wird noch dazu durch die negative Halbwelle der Steuerspannung so weit vorgespannt, daß überhaupt kein Anodenstrom fließen kann. Kehrt sich nun die Polarität der Steuerspannung um, so vertauschen die beiden Röhren ihre Rollen. Jetzt wird V_2 ausgesteuert, so daß sich an R_{a2} eine entsprechende Wechselstromleistung einstellt. Die Röhre V_1 dagegen bleibt wie vorher V_2 gänzlich unbeteiligt. Je nach dem Vorzeichen der Steuerspannung arbeitet also einmal die eine und dann wieder die andere Röhre. Demnach werden jetzt beide Halbwellen der Steuerspannung selbst dann ausgenützt, wenn man zum B-Betrieb nach Abb. 183 übergeht. Anodenseitig setzen sich die beiden Halbwellen natürlich zu einer vollen Schwingung zusammen, so daß wir letzten Endes eine verhältnismäßig unverzerrte Sinuskurve erhalten. Wir können also durch die Gegentaktschaltung den B-Betrieb verwirklichen, der außerordentlich sparsam arbeitet. Fehlt nämlich die Steuerspannung, so haben beide Röhren praktisch keinen Anodenruhestrom, verbrauchen demnach keinerlei Leistung. Der Wirkungsgrad eines solchen Gegentakt-B-Verstärkers ist also wesentlich besser als der eines A-Verstärkers.

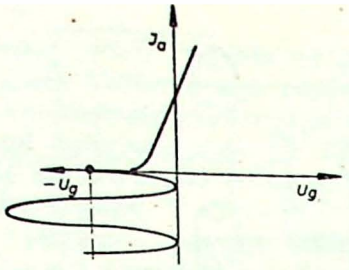


Abb. 185.
Arbeitsweise der C-Verstärker

Allerdings gelingt es auch bei sorgfältiger Bemessung nicht immer, die beiden Halbwellen zu einer absolut unverzerrten Sinuskurve zusammenzusetzen. Deshalb läßt man manchmal doch im Ruhezustand etwas Anodenstrom zu („A/B-Verstärkung") und erreicht dann besonders bei kleiner Aussteuerung geringe Verzerrungen.

Der C-Verstärker bildet gewissermaßen die Fortsetzung des B-Verstärkers. Seine Arbeitsweise ist in Abb. 185 wiedergegeben. Man legt den Arbeitspunkt ziemlich weit außerhalb des Fußpunktes der Röhrenkennlinie, so daß mit Sicherheit im nicht gesteuerten Zustand überhaupt kein Anodenstrom fließt. Die steuernde Gitterwechselspannung wird so groß gemacht, daß sie bei der positiven Amplitude die negative Vorspannung fast vollkommen aufhebt. Selbstverständlich sind die Verzerrungen des C-Verstärkers wesentlich größer als die des A-Verstärkers, so daß er in der Tonfrequenztechnik praktisch nicht in Betracht kommt. Dagegen spielt diese Betriebsart insbesondere bei den Endstufen der Rundfunksender, in denen die erforderliche hochfrequente Leistung erzeugt wird, eine große Rolle. Man erreicht wegen der vorhandenen Resonanzkreise, die nur auf die Grundwelle, jedoch nicht auf die (verzerrend wirkenden) Oberwellen ansprechen, eine nahezu unverzerrte Ausgangsleistung.

Man kann nun noch einen Schritt weiter gehen und die Röhre beispielsweise bei einem B-Verstärker bis ins Gitterstromgebiet aussteuern. Das ist in Abb. 186 dargestellt.

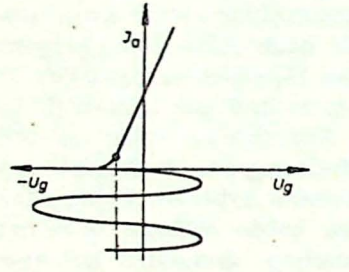


Abb. 186. Arbeitsweise der B-Verstärker mit Aussteuerung ins Gitterstromgebiet

Die modernen Röhren haben nämlich J_a/U_g-Kennlinien, die auch noch bei positiven Gitterspannungen geradlinig verlaufen. Wenn man auch diesen Kennlinienteil zur Austeuerung mit heranzieht, bekommt man natürlich eine noch bessere Röhrenausnutzung, wodurch der Wirkungsgrad gesteigert wird. Einen Nachteil muß man allerdings in Kauf nehmen. Sobald die Vorspannung Null von der

Steuerspannung überschritten wird, sobald also positive Gitterspannungen auftreten, fließt Gitterstrom. Die Strecke Gitter—Kathode ist dann natürlich nicht mehr als unendlich hoher Widerstand anzusehen, so daß der angeschlossenen Steuerspannungsquelle Leistung entzogen wird. Der Hauptvorteil einer jeden Elektronenröhre, die leistungslose Steuerung, geht also bei dieser Betriebsart verloren. Befindet sich z. B. vor dem Verstärker eine weitere Röhre zur Erzeugung der Steuerspannung, so muß diese zur Abgabe einer gewissen „Steuerleistung" in der Lage sein, was natürlich eine ziemlich kräftige Vorstufe bedingt. Man spricht dann von einer „Treiberstufe" und will damit zum Ausdruck bringen, daß diese Stufe den eigentlichen Kraftverstärker gewissermaßen antreibt. Die Bezeichnung ist allerdings nicht sehr glücklich gewählt. Man macht von der Aussteuerung bis ins Gitterstromgebiet mitunter recht gern Gebrauch, denn die Steigerung des Wirkungsgrades der Endröhre bringt so viele Vorteile mit sich, daß man die mit einem Leistungsverbrauch verbundene Steuerung in Kauf nehmen kann.

Wir wollen nun noch etwas zur praktischen Ausführung von Gegentaktverstärkern sagen. Die in Abb. 184 gezeigte Schaltung kommt gewöhnlich nicht in Betracht, weil man eine Wechselspannungsquelle, deren Mittelpunkt mit dem Nullpunkt der Schaltung identisch ist, meistens nicht zur Verfügung hat. Man kann aber durch einen einfachen Kunstgriff erreichen, daß der Eingang der beiden Röhren auch bei Vorhandensein einer gewöhnlichen, einseitig am Nullpunkt liegenden Spannungsquelle symmetrisch ausgesteuert wird. Zu diesem Zweck verwendet man eine Schaltung nach Abb. 187. Im Gitterkreis der beiden Röhren liegt die Sekundärseite eines Transformators T_1, deren Mitte mit dem Nullpunkt der Schaltung verbunden ist. Die nicht angezapfte Primärseite dagegen ist mit der Spannungsquelle verbunden. Durch die Mittelanzapfung der Sekundärseite wird erreicht, daß diese Wicklung

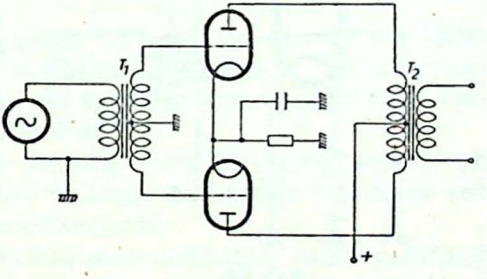


Abb. 187. Symmetrische Aussteuerung beim Gegentaktverstärker

nunmehr genau so wirkt wie eine in der Mitte mit dem Schaltungsnullpunkt verbundene Stromquelle. Die nur mit Röhren arbeitenden „Phasenumkehrstufen", heute sehr modern, brauchen keine Transformatoren.

Auf der Ausgangsseite finden wir ähnliche Verhältnisse vor. Dort liegt ein Transformator T_2, dessen Primärseite in der Mitte angezapft ist. In dieser Anzapfung wird die Anodengleichspannung zugeführt. Auf der Sekundärseite entsteht nun eine reine Tonfrequenzspannung, die man in beliebiger Form verwenden kann. So läßt sich z. B. der eine Anschluß der Wicklung ohne weiteres mit dem Nullpunkt verbinden, so daß man auch am Ausgang keineswegs auf einen „symmetrischen" Verbraucher angewiesen ist.

Noch ein paar Worte zur „Anpassung" des Verbrauchers an den Verstärker. Wir hörten bereits auf Seite 229, daß man im Interesse maximaler Leistungsabgabe den Außenwiderstand nach Möglichkeit genau so groß wie den Innenwiderstand der Röhre machen soll. Nun sind aber in vielen Fällen sowohl der Wert des Außenwiderstandes als auch der des Röhrenwiderstandes bereits fest gegeben. Beide Werte sind natürlich nur selten gleich groß. Wollen wir trotzdem ein Höchstmaß an Leistung aus der Röhre entnehmen, so müssen wir einen Kunstgriff anwenden. Er besteht in der Einschaltung eines Transformators T zwischen Röhre V und Verbraucherwiderstand R nach Abb. 188. Auf Seite 50 hörten wir, daß man mit einem Transformator nicht nur Spannungen und Ströme, sondern auch Widerstände transformieren kann. Dort war auch davon die Rede, daß das Übersetzungsverhältnis des Transformators bei dieser Widerstandstransformation eine ausschlaggebende Rolle spielt. Wir brauchen dieses Verhältnis daher nur so zu bemessen, daß der Verbraucherwiderstand mit dem richtigen Wert in die Anodenseite „hineintransformiert" wird. Beträgt z. B. der Verbraucherwiderstand 10 000 Ohm, während der Röhrenwiderstand einen Wert von 5000 Ohm aufweist,

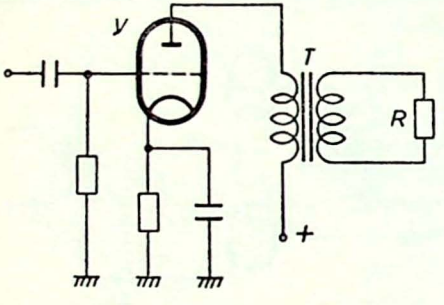


Abb. 188.
Ankopplung des Verbraucherwiderstandes über einen Transformator

so muß man einen Transformator verwenden, der den sekundärseitigen Widerstand von 10 000 Ohm auf einen Wert von 5000 Ohm herabsetzt. Man kann das dafür erforderliche Übersetzungsverhältnis auch rechnerisch genau bestimmen.

Die in Abb. 188 wiedergegebene Schaltung finden wir fast in jedem Rundfunkempfänger vor. Der Verbraucherwiderstand R entspricht dabei dem Lautsprecher, der mit elektrischer Leistung versorgt werden muß. Wie wir noch hören werden, sind die Widerstände der Lautsprecher verhältnismäßig klein, so daß man zu ziemlich großen Übersetzungsverhältnissen übergehen muß.

Die Röhrenindustrie stellt uns eine riesige Anzahl guter und in ihrer Leistung recht verschiedenartiger Röhren zur Verfügung, mit Sprechleistungen von Bruchteilen eines Watt bis zu mehreren hundert Watt. Erwähnt sei, daß ganz moderne Verstärker durch gewisse Kunstschaltungen auch ohne Ausgangstransformatoren auskommen. Dadurch kommen die zwar geringen, aber doch vorhandenen Verzerrungen der Transformatoren in Wegfall („eisenlose" und „Ultralinear-NF-Verstärker").

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Man unterscheidet zwischen niederfrequenten Spannungsverstärkern und niederfrequenten Leistungsverstärkern.
2. Niederfrequente Spannungsverstärker sind erforderlich, um die hinter dem Demodulator auftretende Niederfrequenzspannung auf einen für die Aussteuerung der Endröhre genügenden Wert heraufzusetzen.
3. Der Charakter irgendeines von einem Schallerzeuger hervorgerufenen Tones hängt vom zeitlichen Verlauf der Tonschwingung ab.
4. Ist die Sinusschwingung verzerrt, so enthält sie außer der Grundwelle noch Oberwellen. Amplitude, Ordnungszahl und Phasenlage der Oberwellen bestimmen den zeitlichen Verlauf der verzerrten Schwingung.
5. Eine „Verzerrung" braucht vom Ohr nicht immer als unangenehm empfunden zu werden. Das hängt vor allem von der Oberwellenzusammensetzung ab.
6. Von einem Niederfrequenzverstärker muß gefordert werden, daß er die Originalschwingung absolut form- und amplitudengetreu überträgt. Darüber hinaus muß er alle in

der Originalspannung enthaltenen Frequenzen gleichmäßig verstärken.

7. Ein Tonfrequenz-Spannungsverstärker muß innerhalb des zu übertragenden Frequenzbereiches möglichst aperiodisch arbeiten.

8. Der heute am meisten gebräuchliche Niederfrequenzverstärker ist der kapazitätsgekoppelte Widerstandsverstärker.

9. Der Koppelkondensator beim Widerstandsverstärker muß so groß sein, daß an ihm kein nennenswerter Wechselspannungsabfall auftreten kann. Außerdem muß er einen sehr hohen Ohmschen Widerstand haben, damit keine positive Spannung zwischen Gitter und Kathode der folgenden Röhre auftreten kann.

10. Die untere Verstärkungsgrenze soll nur so tief liegen, wie es im Hinblick auf den zu übertragenden Frequenzbereich unbedingt erforderlich ist.

11. Wir finden beim kapazitätsgekoppelten Widerstandsverstärker eine obere Frequenzgrenze, oberhalb der die Verstärkung stark abfällt. Sie ist durch die Wirkung der schädlichen Kapazitäten gegeben.

12. In Widerstandsverstärkern verwendet man fast ausschließlich Pentoden. Schirmgitterspannung und Gittervorspannung werden durch Vorwiderstände bzw. Kathodenwiderstände erzeugt.

13. Die mittlere Verstärkung einer Pentodenstufe liegt zwischen 50 und 200.

14. Beim Transformatorverstärker werden als Außenwiderstände die Wicklungen von Transformatoren verwendet.

15. Je größer die primäre Induktivität des Transformators ist, um so tiefer liegt die untere Frequenzgrenze des Verstärkers. Die obere Frequenzgrenze ist wie bei Widerstandsverstärkern durch die sekundärseitig wirksame schädliche Kapazität gegeben.

16. Durch die Wahl eines geeigneten Übersetzungsverhältnisses kann man die Verstärkung vergrößern. Das geht jedoch auf Kosten der Breite des übertragenen Frequenzbandes.

17. In Transformatorverstärkern werden fast ausschließlich Trioden verwendet.

18. Wenn am Außenwiderstand einer Röhre sowohl Strom- als auch Spannungsschwankungen auftreten, gibt die Röhre

Wechselstromleistung an den Widerstand ab. Die Leistung ist um so größer, je stärker die Röhre ausgesteuert wird.

19. Ein Maximum an Leistung wird immer dann abgegeben, wenn der Innenwiderstand der Röhre gleich dem Außenwiderstand ist. Man kann diese „Anpassung" gegebenenfalls durch Transformatoren erzwingen.

20. Man unterscheidet bei Leistungsverstärkern zwischen A-, B- und C-Verstärkern. A-Verstärker sind vor allem sehr verzerrungsfrei, arbeiten jedoch nicht so wirtschaftlich wie B- und C-Verstärker. B- und C-Betrieb ist nur bei Verwendung der Gegentaktschaltung möglich.

Siebentes Radio-Quiz

1. Niederfrequenzverstärker werden benötigt, weil
   a) entweder eine größere Spannung zur Aussteuerung einer Endröhre erforderlich ist oder weil man elektrische Wechselstromleistung herstellen will,
   b) die Antennenspannungen zu klein sind,
   c) durch sie die Trennschärfe gesteigert wird.
2. Eine Sinusspannung enthält
   a) nur eine einzige Oberwelle,
   b) nur die Grundwelle,
   c) nur geradzahlige Oberwellen.
3. Oberwellen haben
   a) beliebige Frequenzen,
   b) kleinere Frequenzen als die Grundwelle,
   c) Frequenzen, die in einem bestimmten Verhältnis zur Grundwelle stehen und eine höhere Frequenz als diese besitzen.
4. In einem guten Niederfrequenzverstärker werden die in der Originalspannung enthaltenen Verzerrungen
   a) beseitigt,
   b) genau so wiedergegeben,
   c) in andersartige Verzerrungen umgeformt.
5. Das Verhältnis zwischen der verstärkten und der unverstärkten Spannung muß bei guten Verstärkern
   a) mit zunehmender Aussteuerung konstant bleiben,

b) mit zunehmender Aussteuerung größer werden,
c) mit zunehmender Aussteuerung kleiner werden.

6. Ein guter Tonfrequenzverstärker soll
   a) innerhalb des zu übertragenden Frequenzbereiches aperiodisch sein,
   b) besonders wichtige Frequenzen bevorzugen,
   c) die tiefen Töne besonders gut wiedergeben.

7. Der Koppelkondensator bei Widerstandsverstärkern muß einen großen Gleichstromwiderstand haben, damit
   a) die tiefen Töne gut wiedergegeben werden,
   b) die Verstärkung möglichst frequenzgetreu erfolgt,
   c) keine Gleichspannungsteilung auftritt.

8. Die Kapazität der Koppelkondensatoren in Tonfrequenzverstärkern liegt in der Größe von
   a) einigen Picofarad,
   b) mehreren tausend Picofarad,
   c) mehreren Mikrofarad.

9. Rückkopplungen in Widerstandsverstärkern haben ihren Grund in
   a) zu großen Stromquellen-Innenwiderständen,
   b) zu großen Koppelkondensatoren,
   c) ungeeigneten Röhren.

10. Widerstandsverstärker haben
    a) nur eine untere Frequenzgrenze,
    b) eine obere und eine untere Frequenzgrenze,
    c) überhaupt keine Frequenzgrenze.

11. In Widerstandsverstärkern werden vor allem
    a) Pentoden verwendet,
    b) Schirmgitterröhren verwendet,
    c) Trioden verwendet.

12. Kathodenwiderstände haben den Zweck,
    a) die erforderliche Gittervorspannung zu erzeugen,
    b) die Verstärkung zu erhöhen,
    c) den Frequenzgang gleichmäßiger zu gestalten.

13. Die Außenwiderstände von Widerstandsverstärkern liegen in der Größenordnung von
    a) wenigen Hundertstel Ohm,

b) mehreren hunderttausend Ohm,
c) vielen Megohm.

14. Transformatorverstärker haben im Gegensatz zum Widerstandsverstärker
a) einen besseren Frequenzgang,
b) eine tiefere untere Frequenzgrenze,
c) einen schlechteren Frequenzgang.

15. Das Übersetzungsverhältnis von Niederfrequenztransformatoren soll
a) möglichst groß sein,
b) einen bestimmten Wert nicht überschreiten,
c) so klein wie möglich sein.

16. Die an den Röhrenanoden liegenden Gleichspannungen sind am größten bei
a) Transformatorverstärkern,
b) Drosselverstärkern,
c) Widerstandsverstärkern.

17. Die an einem Außenwiderstand von einer Röhre erzeugte Wechselstromleistung hat ihren Höchstwert bei
a) sehr großem Außenwiderstand,
b) sehr kleinem Außenwiderstand,
c) einem Mittelwert.

18. Wird die Aussteuerung einer Endröhre erhöht, so
a) steigt die Wechselstromleistung,
b) bleibt die Wechselstromleistung gleich,
c) wird der Wirkungsgrad verkleinert.

19. Will man möglichst große Leistungen erzielen, so muß man im Tonfrequenzgebiet
a) die A-Schaltung verwenden,
b) die B-Schaltung verwenden,
c) die C-Schaltung verwenden.

20. Gegentaktverstärker sind erforderlich, um
a) eine möglichst große Leistung ohne Rücksicht auf die Verzerrung zu erhalten,
b) einen verzerrungsfreien B-Betrieb zu bekommen,
c) Anodenstrom zu sparen.

8. Kapitel: Geradeaus-Empfänger

1. Übersicht

Wir kennen nun die wesentlichsten Bestandteile, aus denen sich ein Radioempfänger zusammensetzt. Er besteht aus dem Hochfrequenzverstärker, dem Demodulator und dem Niederfrequenzverstärker. Natürlich gehören auch das Wiedergabeorgan, z. B. ein Lautsprecher oder ein Kopfhörer, ferner die Stromquellen dazu. Lautsprecher und Stromquellen wollen wir jedoch ihrer Wichtigkeit halber in besonderen Kapiteln besprechen.

Die ältesten und auch heute noch in Betrieb befindlichen, aber nicht mehr gebauten Radiogeräte weisen die sogenannte Geradeausschaltung auf. Man will damit andeuten, daß der Empfänger gewissermaßen ohne Umwege, d. h. in allen Stufen des Empfängers gleichmäßig, arbeitet. Die von der Antenne kommende Hochfrequenz wird zunächst vollkommen naturgetreu verstärkt, worauf die Demodulation erfolgt. Der anschließende Niederfrequenzteil erhöht die demodulierte Spannung je nach Verstärkungsgrad.

Einfache Geradeausschaltungen haben wir bereits in früheren Stellen dieses Buches kennengelernt. Wir wollen daher in diesem Kapitel vorzugsweise von der praktischen Schaltungstechnik, wie sie früher üblich war und wie sie heute modern ist, sprechen.

2. Grundsätzliche Schaltungsmöglichkeiten

Wie bei jeder technischen Einrichtung, so können auch bei einem Geradeausempfänger verschiedene Einzelheiten stärker oder schwächer betont sein. Wenn das Gerät z. B. vor allem für den lautstarken und klangreinen Empfang eines Ortssenders bestimmt ist, so wird man dem Niederfrequenzteil mehr Aufmerksamkeit zuwenden als dem Hochfrequenzteil, denn die Antennenspannungen sind gewöhnlich groß genug, um den Demodulator auch ohne Hochfrequenzverstärkung auszusteuern. Der Hochfrequenzteil kann daher ohne weiteres feh-

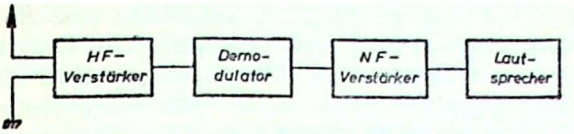


Abb. 189. Blockschaltung eines Geradeausempfängers

len, er braucht zum mindesten keine nennenswerte Verstärkung zu besitzen. Dagegen wird man darauf achten, daß die Endröhre kräftig genug ist, um die erforderliche Sprechleistung nicht nur in hinreichender Größe, sondern auch ohne nennenswerte Verzerrungen abzugeben. In vielen Fällen ist zur Aussteuerung einer solchen Endröhre die Spannung des Demodulators nicht ausreichend. Man muß dann zwischen den Demodulator und die Endröhre eine Spannungsverstärkerstufe setzen.

Wir wollen uns in den folgenden Ausführungen der sog. Blockschaltungen bedienen. Man versteht darunter eine zeichnerische Darstellung, die nicht über Schaltungseinzelheiten, sondern nur über die grundsätzliche Anordnung der Empfängerstufen Aufschluß gibt. Dadurch wird die Übersicht sehr erleichtert.

Der „normale" Geradeausempfänger ist in der Blockschaltung Abb. 189 wiedergegeben. Wir brauchen darüber nicht weiter zu sprechen. In Abb. 190 sehen wir das Blockschema eines ausgesprochenen Ortsempfängers, der keinen Hochfrequenzverstärker enthält. Für Fernempfang wird sich solch eine Schaltung wenig eignen, weil der Demodulator von den kleinen Antennenspannungen nicht mehr genügend ausgesteuert wird und weil die Trennschärfe zu wünschen übrig läßt. Legt man daher vorzugsweise auf den Empfang schwacher Sender Wert und verzichtet auf eine große Lautstärke, so kommt die Blockschaltung nach Abb. 191 in Betracht. Hier ist ein Hochfrequenzverstärker vorgesehen, der das Gerät zu einem Zweikreiser macht. Nachdem ein Niederfrequenzteil vollkommen fehlt, ist ein Empfang nur mit Kopfhörer möglich. Solche Geräte werden heutzutage nur noch in Ausnahmefällen verwendet, weil der moderne Radiohörer verwöhnt ist und auf Lautsprecherempfang nicht verzichten will. Die Schaltung

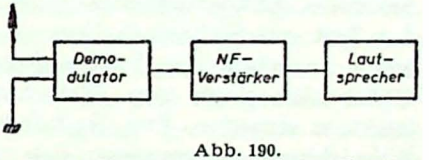


Abb. 190.
Blockschaltung eines Ortsempfängers ohne Hochfrequenzverstärker

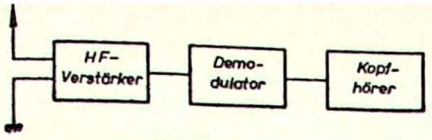


Abb. 191.
Blockschaltung eines Fernempfängers

Abb. 191 stellt, wie wir sehen, das Gegenstück zur Schaltung Abb. 190 dar.

Wir besprechen nun einige Einzelheiten. Besonders in den ersten Jahren der Rundfunktechnik standen nur unzureichende Röhren zur Verfügung. Sie eigneten sich zur Not für Niederfrequenzverstärkung, versagten jedoch in Hochfrequenzverstärkern, vor allem weil die schädliche Gitter-Anodenkapazität sehr bald zu wilden Schwingungen führte. Deshalb waren die älteren Radiogeräte im Hochfrequenzteil meist etwas stiefmütterlich bedacht; man bemühte sich dafür um so mehr, eine möglichst große Niederfrequenzverstärkung zu erreichen. Da die älteren Röhren jedoch auch Niederfrequenzspannungen nicht befriedigend verstärken konnten, mußte man verhältnismäßig viel Stufen vorsehen. Der Begriff der Leistungsverstärkung, wie wir ihn heute kennen, und die klare Trennung zwischen Spannungsverstärkung und Leistungsverstärkung waren seinerzeit noch nicht bekannt. Man verwendete daher in allen Empfängerstufen ein und denselben Röhrentyp, was natürlich nicht gerade zur Leistungsfähigkeit der betreffenden Schaltung beitrug.

Der Betrieb aus Netzgeräten war damals auch noch nicht bekannt. Es standen keine geeigneten Mittel zur Verfügung, um die Spannung des Lichtnetzes unmittelbar zum Betrieb des Radiogerätes heranzuziehen. Man verwendete daher sowohl für die Röhrenheizung als auch für die Lieferung der Anodenspannung Akkumulatoren bzw. Trockenbatterien. Das war eine nicht nur umständliche, sondern auch recht kostspielige Sache. Akkumulatoren müssen nicht nur in regelmäßigen Zeitabständen geladen, sondern auch gepflegt werden, wenn sie eine zufriedenstellende Lebensdauer besitzen sollen. Läßt man Akkumulatoren längere Zeit in ungeladenem Zustand stehen, so leiden sie Schaden. Es kommt hinzu, daß geladene Akkumulatoren auch bei Nichtgebrauch im Laufe der Zeit mit Sicherheit ihre Ladung verlieren, weil die Isolation zwischen den beiden Polen niemals vollständig ist. Es bilden sich dann sog. Kriechströme, die den Akkumulator langsam entladen. Der Radiohörer war daher zu Beginn der Entwicklung gezwungen, sich um seine Batterien zu kümmern, damit ihm Schaden erspart blieb. Auch die Trocken-

batterien stellten keine ideale Lösung dar. Jeder weiß, daß sich z. B. Taschenlampenbatterien auch dann verbrauchen, wenn sie nicht benützt werden. Sie müssen daher ganz unabhängig von der Betriebsdauer nach einer bestimmten Zeit ersetzt werden, was natürlich mit Kosten verbunden ist.

Die geschilderten Umstände machten das Radiohören in den ersten Jahren des Rundfunks nicht gerade zu einem ungetrübten Genuß. Es war wohl lediglich der Reiz der Neuheit, dem die Rundfunkteilnehmer Zeit und Geld opferten. Der moderne Radiohörer ist wesentlich anspruchsvoller und würde Bedienung und Pflege der damaligen alten Radiogeräte als Zumutung empfinden.

Wir kommen zurück zu unseren Empfangsschaltungen. Im Laufe der rasch fortschreitenden technischen Entwicklung wurden Röhren geschaffen, die sich in ihren Daten stark voneinander unterschieden und vor allem dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt waren. Vor allem bedeutete die Einführung der Pentode einen ungeheuren Fortschritt. Hand in Hand mit der empfängerseitigen Entwicklung ging auch eine ständige Leistungssteigerung der Rundfunksender, so daß man dem Radiohörer in zweifacher Weise entgegenkam. Man stellte ihm große Antennenspannungen und wesentlich leistungsfähigere Empfänger zur Verfügung. Dadurch begann sich der Schwerpunkt des Geradeausempfängers zu verlagern. Man widmete nicht nur dem Niederfrequenzteil, sondern auch dem Hochfrequenzteil mehr Aufmerksamkeit. Nun stieg die Trennschärfe der Geräte gewaltig an, so daß man nicht nur durch genügend große Antennenspannungen, sondern auch durch sehr trennscharfe Geräte zu einem brauchbaren Fernempfang kam.

Der Einkreisempfänger oder Einkreiser spielt auch heute noch in vielen Haushaltungen eine gewisse Rolle, obwohl er im heutigen Fabrikationsprogramm der Rundfunkfirmen nicht mehr anzutreffen ist. In diesem Zusammenhang sind besonders die Volksempfänger und Kleinempfänger zu erwähnen, die seinerzeit in riesigen Stückzahlen aufgelegt wurden. Damit wollte man weniger den Interessen des Hörers, als vielmehr propagandistischen, politischen Zielen dienen. Ganz unabhängig davon zeigte es sich jedoch, daß die großen Stückzahlen zu einer enormen Verbilligung der Geräte führten; der Preis für den sog. Deutschen Kleinempfänger, der unter RM 40.— lag, war ein typisches Beispiel für diese Entwicklung.

Als nächste Stufe sind die Zweikreisempfänger oder Zweikreiser anzusehen. Die grundsätzliche Wirkungsweise dieser Geräte haben wir ebenfalls schon auf Seite 189 kennengelernt. Zweikreisempfänger gestatten in der heutigen Ausführung ohne weiteres den Empfang selbst schwacher Fernsender und besitzen eine ausreichende Trennschärfe. Sie sind noch verhältnismäßig billig herzustellen, liegen jedoch schon erheblich über dem Preis eines Einkreisers. Wir werden später sehen, daß man die Schaltung eines Zweikreisers in mancherlei Hinsicht variieren kann. Davon hat die Radioindustrie auch weitgehend Gebrauch gemacht, und es gibt wohl keine Schaltmöglichkeit, die im Laufe der Jahre nicht schon einmal industriell ausgewertet worden ist.

Während die Einkreiser und Zweikreiser zwar nicht mehr hergestellt werden, aber noch häufig im Gebrauch anzutreffen sind, ist der Dreikreiser gänzlich in Vergessenheit geraten. Wir erwähnten bereits auf Seite 192, daß die Herstellung solcher Geräte vom technischen Standpunkt aus ziemlich umständlich und auch kostspielig ist. Außerdem leistet mit den heutigen Hilfsmitteln ein Superhet oder Transponierungsempfänger, von dem im nächsten Kapitel die Rede sein wird, erheblich mehr als der beste Dreikreiser. Der Aufwand für einen Überlagerungsempfänger ist zudem wesentlich geringer als für einen gleichwertigen Dreikreisempfänger.

In den ersten Rundfunkjahren hatte dieses Gerät allerdings große Bedeutung. Man beherrschte damals die Technik des Überlagerungsempfängers noch nicht in dem Ausmaße wie heute, so daß der Dreikreiser weit überlegen war. Die sog. Neutrodynempfänger waren weit verbreitet und stellten vor allem die Domäne des Radioamateurs dar, der aus diesen Schaltungen Erstaunliches herauszuholen verstand. Man baute damals nicht nur Dreikreiser, sondern sogar Vier- und Fünfkreiser in einfacher Geradeausschaltung.

Die Entwicklung des Geradeausempfängers wurde stark durch die Technik der Verbundröhren beeinflußt. Wirtschaftliche Gründe geboten in Deutschland seit jeher, die Zahl der Röhren auf ein Mindestmaß zu verringern. Wenn man z. B. einen Zweikreiser in Geradeausschaltung mit einfachen Röhren aufbauen will, so benötigt man drei, unter Umständen auch vier Röhren. Bei Verwendung von Verbundröhren genügt die halbe Röhrenzahl. Auch Einkreiser sind mitunter mit Verbundröhren bestückt. Ein Beispiel hierfür bietet der

heute allerdings veraltete „Deutsche Kleinempfänger", der mit einer einzigen Empfangsröhre auskommt.

Die nachstehend besprochenen Industrieschaltungen sind so ausgewählt, daß sie das Grundsätzliche besonders deutlich zeigen. Von der Wiedergabe komplizierter und besonders moderner Schaltungen haben wir daher bewußt Abstand genommen.

3. Schaltungstechnik der Einkreiser

Bereits für den Einkreiser gibt es zahllose Schaltungsmöglichkeiten. Eine einfache Ausführungsform wollen wir zunächst an Hand eines Schaltbildes für Batteriebetrieb in Abb. 192 kennenlernen. Ein Blick zeigt bereits, daß es sich um einen Einkreiser handelt, der aus drei Röhren besteht. Die erste Röhre arbeitet als Audion, die zweite als Niederfrequenz-Spannungsverstärker und die dritte als Leistungs-Endröhre. Wir beginnen die Besprechung der Schaltung bei der Antenne.

Die Antenne läßt sich, wie aus der Schaltung hervorgeht, mit verschiedenen Anzapfungen der Antennenspule verbinden. Man schafft dadurch die Möglichkeit, die elektrischen Verhältnisse der jeweils zur Verwendung kommenden Antenne dem Eingang des Empfängers anzupassen. Hat man beispielsweise besonders lange Antennen, so ist deren Dämpfung entsprechend groß. Würde man sie voll an die Antennenspule anschließen, so würde sich ihre Dämpfung zu einem großen Teil auf den einzigen Schwingungskreis des Gerätes

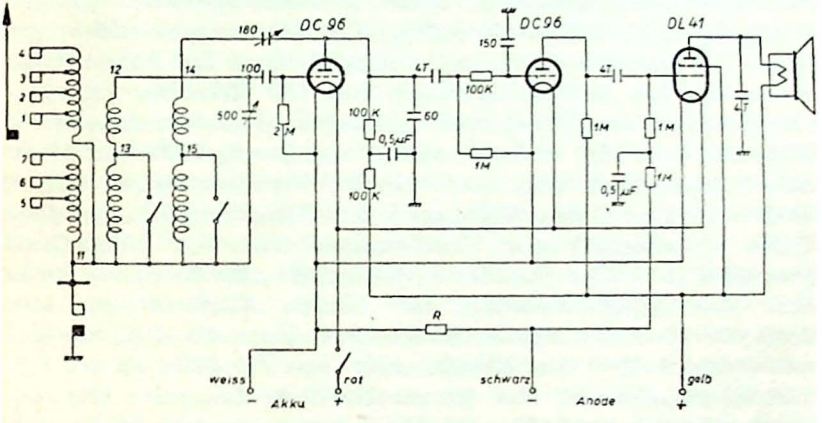


Abb. 192. Schaltung eines Batterieempfängers

übertragen und die Trennschärfe erheblich verschlechtern. Deshalb schließt man lange Antennen an einer möglichst tief liegenden Anzapfung der Antennenspule an, also z. B. an den Punkt 1 oder 2. Steht nur eine kurze Antenne zur Verfügung, so kann man die Anzapfung wesentlich höher wählen oder auch die ganze Antennenspule einschalten. Das ist bei Punkt 4 oder 3 der Fall. Die Wahl der Anzapfung erfolgt dadurch, daß man die einzelnen Anzapfpunkte an Steckbuchsen führt, in die der Antennenanschluß gestöpselt werden kann.

Es sind zwei Antennenspulen vorhanden. Die obere wirkt auf die zwischen den Punkten 12 und 13 liegende Schwingungskreisspule, die untere dagegen auf die unterhalb von 13 sichtbare Spule, die mit einem Schalter überbrückt ist. Auch für die Rückkopplung sind zwei Spulen vorgesehen, von denen die untere ebenfalls durch einen Schalter kurzgeschlossen werden kann. Sind die beiden Schalter geschlossen, so sind lediglich die oberen Spulen wirksam. Der Schwingungskreis bestreicht dann mit Hilfe des 500 Picofarad-Drehkondensators das Mittelwellenband. Werden die beiden Schalter geöffnet, so ist die Reihenschaltung der beiden Spulenpaare wirksam. In diesem Fall dient der Empfänger zur Aufnahme von Langwellen. Die Antenne muß nun mit einer Anzapfung der unteren Antennenspule verbunden werden, was durch Umstöpselung des Antennenanschlusses geschehen kann.

Die Rückkopplungsschaltung ist uns bereits bekannt. Man verwendet zum Einstellen einen Drehkondensator von 180 Picofarad. Die Audionröhre (Typ DC 96) ist eine direkt geheizte „Batterieröhre“ neuester Ausführung. Im Anodenkreis sehen wir den Außenwiderstand von 100 Kiloohm, mit dem ein gleich großer Widerstand in Reihe geschaltet ist. Dieser Widerstand wirkt jedoch nicht mehr als Wechselstrom-Arbeitswiderstand, weil zwischen die Verbindung der beiden Widerstände und den Nullpunkt der Schaltung (durch einen Strich angedeutet) ein Kondensator von 0,5 Mikrofarad geschaltet ist. Der Anodenwechselstrom fließt daher nicht über die Reihenschaltung der beiden Widerstände, sondern nur über den ersten Widerstand von 100 Kiloohm und anschließend über den Kondensator von 0,5 Mikrofarad zum Schaltungsnullpunkt. Das ist verständlich, denn der Wechselstromwiderstand des Kondensators ist wesentlich kleiner als der zweite Widerstand von 100 Kiloohm.

Rechts oberhalb des soeben besprochenen Kondensators finden wir eine zweite Kapazität von 60 Picofarad. Sie liegt wechselstrommäßig dem Außenwiderstand der ersten Röhre parallel und hat vor allem den Zweck, einen Teil der restlichen Hochfrequenzspannung kurzzuschließen. Würde der Kondensator fehlen, so käme Hochfrequenz in den Niederfrequenzteil und würde dort unangenehme Störungen hervorrufen.

Die demodulierte Niederfrequenzspannung wird nun über einen Koppelkondensator von 4000 Picofarad und einen Widerstand von 100 Kiloohm auf das Steuergitter der zweiten Röhre, ebenfalls eine DC 96, übertragen. Der Zweck des Koppelkondensators ist uns bekannt. Das Steuergitter steht über einen Widerstand von 1 Megohm mit dem linken Heizfadenende der Röhre in Verbindung. Dadurch erhält das Gitter eine kleine negative Vorspannung, die unmittelbar aus der Heizbatterie stammt. Das linke Heizfadenende liegt nämlich am negativen Pol der Heizbatterie. Man rechnet die Vorspannung jedoch immer von der Mitte des Fadens aus, die infolgedessen etwas positiver ist als das linke Heizfadenende.

Der Widerstand von 100 Kiloohm vor dem Gitter der zweiten Röhre hat in Verbindung mit dem Kondensator von 150 Picofarad, der zwischen Gitter und Schaltungsnullpunkt liegt, eine besondere Aufgabe. Er soll eventuell noch vorhandene Hochfrequenzreste vom Gitter dieser Röhre fernhalten. Wir sehen, daß die eben erwähnte Widerstands-Kondensatoranordnung als Tiefpaß wirkt, denn für die Hochfrequenz bedeutet der Kondensator einen ziemlich kleinen Widerstand, während er für die Niederfrequenz vernachlässigt werden kann.

Im Anodenkreis der zweiten Röhre finden wir einen Außenwiderstand von 1 Megohm, der unmittelbar mit dem Pluspol der Anodenbatterie verbunden ist. Die dort verstärkt auftretende Spannung wird über einen zweiten Koppelkondensator von 4 000 Picofarad auf das Steuergitter der Endröhre übertragen. In der Endstufe wird eine direkt geheizte „Endpentode" verwendet, die praktisch dieselbe Schirmgitterspannung wie die Anode erhält. Das finden wir übrigens bei den meisten Endröhren. Man kann daher das Schirmgitter ohne weiteres mit dem Pluspol der Anodenbatterie verbinden.

Es sei noch der zwischen Anode und Schaltungsnullpunkt liegende Kondensator von 4 000 Picofarad erwähnt. Er liegt wechselstrommäßig parallel zum Lautsprecher und soll die

hohen Frequenzen ein wenig unterdrücken. An sich ist das eine Notlösung, die jedoch in Anbetracht des verhältnismäßig schlechten Lautsprechers erforderlich ist. Eine zu große Intensität der hohen Frequenzen führt nämlich zu einem Klirren, das durch den erwähnten Parallelkondensator beseitigt werden kann.

Die Gittervorspannung für die Endröhre wird folgendermaßen erzeugt. Wir sehen, daß der Minuspunkt der Heizbatterie mit dem Minuspol der Anodenbatterie durch einen Widerstand von 1 300 Ohm verbunden ist. Sämtliche Anodenströme fließen nun bekanntlich zum Minuspol der Anodenstromquelle zurück. Sie müssen bei dieser Gelegenheit durch den Widerstand (bezeichnet R) fließen und versursachen an ihm einen Spannungsabfall, um den die Heizfäden positiver als der Minuspol der Anodenbatterie werden. Das Gitter der Endröhre ist jedoch mit dem Minuspol über die Reihenschaltung von 2 Widerständen mit je 1 Megohm verbunden. Demnach wirkt der Spannungsabfall an dem Widerstand von 1 300 Ohm als negative Vorspannung der Endröhre. Der untere Widerstand vor dem Gitter der Röhre hat in Verbindung mit dem Kondensator von 0,5 Mikrofarad die Aufgabe, schädliche Rückkopplungen der einzelnen Röhren über die gemeinsame Stromquelle zu verhindern.

Über die Batterieanschlüsse ist nicht viel zu sagen. Man verwendet zur Heizung einen 1,4-Volt-Akkumulator, die Anodenspannung wird einer Batterie von etwa 100 Volt entnommen. Der Betrieb des Empfängers ist daher vom Lichtnetz vollkommen unabhängig. Das Gerät kann z. B. verwendet werden, um auch an Orten ohne Lichtanschluß Rundfunkempfang zu ermöglichen.

Als zweite Einkreiserschaltung besprechen wir eine ähnliche Anordnung, die sich durch große Übersichtlichkeit und sparsame Verwendung von Einzelteilen auszeichnet. Das Schaltbild ist in Abb. 193 wiedergegeben. Der Empfänger besitzt nur zwei Röhren. Die erste Röhre dient als Audion, was ohne weiteres an dem typischen Gitterkondensator von 100 Picofarad und dem Gitterwiderstand von 2 Megohm zu erkennen ist. Es sind 3 Wellenbereiche vorgesehen. Der erste umfaßt die Kurzwellen von 16 bis 50 m, der zweite die Rundfunkwellen von 185 bis 580 m und der dritte die Langwellen von 750 bis 2 000 m. Demnach sind jeweils 3 Schwingungskreisspulen, drei Antennenspulen und drei Rückkopplungsspulen

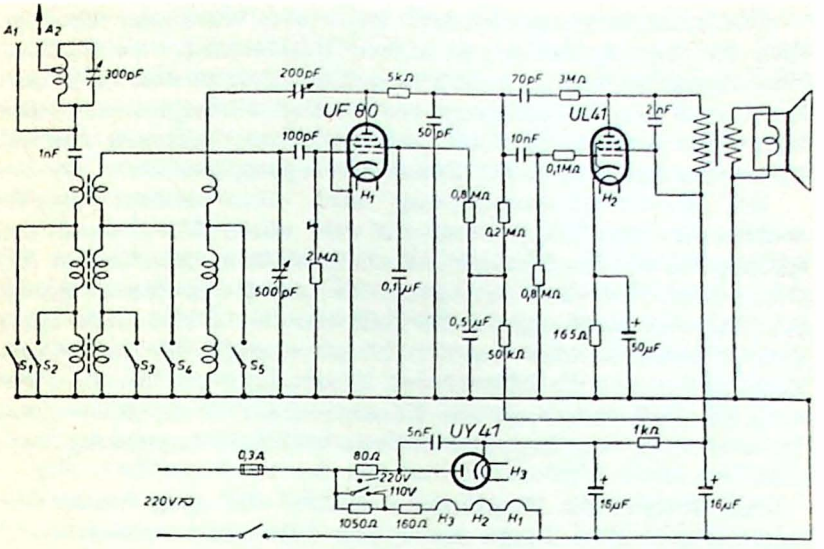


Abb. 193. Schaltung eines Einkreisers für Allstrombetrieb

vorhanden, die durch entsprechende Schalter S_1 bis S_5 ein- oder ausgeschaltet werden können. In der Antennenleitung sehen wir einen Kondensator von 1 000 Picofarad (1 nF), der in Reihe mit einem sogenannten Sperrkreis geschaltet ist. Dieser Sperrkreis hat den Zweck, die Energie eines besonders starken Rundfunksenders, vorzugsweise des Ortssenders, erheblich zu schwächen. Er wird so eingestellt, daß er sich in Resonanz mit der Frequenz des auszuschaltenden Senders befindet. Dann hat er einen sehr großen Widerstand, so daß die gesamte Hochfrequenzspannung des betreffenden Senders an diesem Sperrkreis als Spannungsabfall auftritt und daher überhaupt nicht in das Gerät gelangt.

Über die Rückkopplung und den Schwingungskreis brauchen wir weiter nicht zu sprechen; die Schaltungen sind bekannt. In der Anodenleitung der Audionröhre UF 80 finden wir zunächst einen Widerstand von 5 000 Ohm, der die in Abb. 108 besprochene Hochfrequenzdrossel ersetzt. Folglich bleibt genügend Hochfrequenzspannung für die Rückkopplung übrig, außerdem wird die Hochfrequenz vom Niederfrequenzteil abgeriegelt.

Der Anodenaußenwiderstand hat einen Wert von 0,2 Megohm. Er liegt in Reihe mit einem Widerstand von 50 Kiloohm, der in Verbindung mit einem Kondensator von 0,5 Mikrofarad für eine Beseitigung eventueller Netzspannungsreste sorgt. Wir werden darüber noch in einem späteren Kapitel hören, das den Fragen der Stromversorgung gewidmet ist.

Die Niederfrequenzspannung wird über einen Koppelkondensator von 10 000 Picofarad und einen Widerstand von 0,1 Megohm auf das Gitter der Endröhre UL 41 übertragen. Als Gitterwiderstand dient ein Festwiderstand von 0,8 Megohm. Die Gittervorspannung für die Endröhre wird mit Hilfe eines Kathodenwiderstandes von 165 Ohm erzeugt, der mit einem Kondensator von 50 Mikrofarad überbrückt ist. Im Anodenkreis der Endröhre liegt der Lautsprecher. Er ist über einen Transformator angekoppelt, um die richtige Anpassung herzustellen.

Den Netzteil des Empfängers wollen wir nicht weiter betrachten, weil diese Dinge erst später behandelt werden.

Als letzten Einkreiser besprechen wir die Schaltung eines besonders billigen Einkreisempfängers, die eine einzige Röhre, die VCL 11, außer der Netzgleichrichterröhre VY 2 enthält (s. Abb. 194). Wir sehen eine Antennenspule, die auf drei Arten mit der Antenne verbunden werden kann. Der äußerste linke Anschluß führt auf eine Mittelanzapfung, der

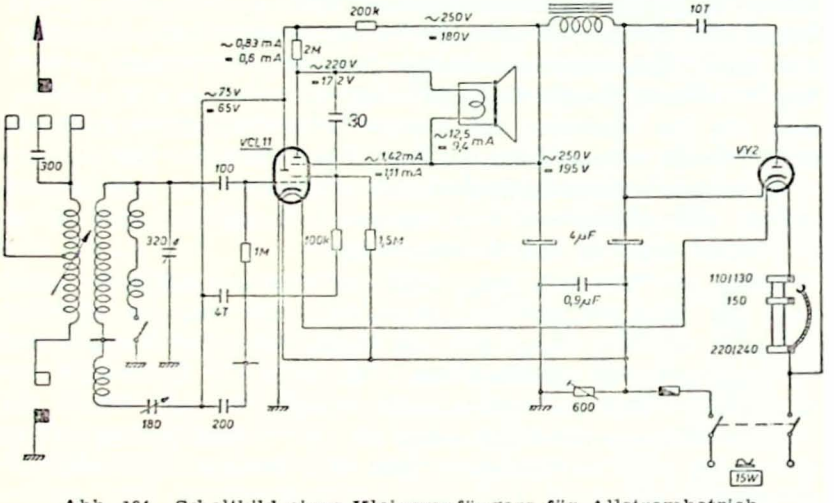


Abb. 194. Schaltbild eines Kleinempfängers für Allstrombetrieb

mittlere Anschluß über einen Kondensator von 300 Picofarad und der dritte Anschluß direkt zur Antennenspule. Der Pfeil durch die Antennenspule bedeutet, daß ihre Kopplung mit der Gitterspule verändert werden kann. Man sieht dabei eine mechanische Konstruktion vor, die ein mehr oder weniger nahes Hinschwenken der Antennenspule an die Schwingungskreisspule erlaubt.

Die Röhre müssen wir uns in zwei Teile zerlegt denken. Sie enthält eine gemeinsame Kathode, die in Verbindung mit dem links gezeichneten Gitter und der Anode das erste Röhrensystem bildet. Dieses Triodensystem dient als einfaches Audion mit Rückkopplung, wie man aus dem Gitterwiderstand und dem Gitterkondensator erkennen kann. Die Rückkopplung erfolgt mit Hilfe eines Drehkondensators von 180 Picofarad und einer zusätzlichen Spule.

Als Außenwiderstand des Triodensystems dient ein Festwiderstand von 200 Kiloohm. Die daran auftretende Niederfrequenzspannung wird nun über einen Koppelkondensator von 4 000 Picofarad und einen Widerstand von 100 Kiloohm auf das Steuergitter des rechten Systems der VCL 11 gegeben. Es handelt sich hierbei um ein Schirmgittersystem. Wir sehen das Schirmgitter zwischen Steuergitter und Anode angebracht; es erhält die volle Anodenspannung. Die Gittervorspannung wird über einen Widerstand von 1,5 Megohm zugeführt. Zur Erzeugung dieser Vorspannung dient ein Widerstand von 600 Ohm, der rechts unten gezeichnet ist. Er wird wie in der Schaltung Abb. 192 vom Anodenstrom der Röhre durchflossen, so daß sich an ihm ein entsprechender Spannungsabfall ausbildet.

In der Anodenleitung des zweiten Röhrensystems liegt der Lautsprecher. Wir haben absichtlich diese heute veraltete Schaltung besprochen (es handelt sich um den „Deutschen Klein-Empfänger"), weil er ein gutes Beispiel für geringsten Aufwand und weitgehende Röhrenausnutzung darstellt. Den Netzteil des Gerätes lassen wir auch hier außer Betracht.

Die bisher besprochenen Schaltungen mögen genügen, um die Schaltungstechnik der Einkreiser deutlich vor Augen zu führen. Es wurde schon erwähnt, daß die verschiedensten Variationen denkbar sind. Grundsätzlich stoßen wir jedoch immer wieder auf dasselbe Prinzip, nämlich auf die Verwendung eines Demodulators mit einer mehr oder weniger kräftigen Endröhre. Nur noch in seltenen Fällen findet man heute

eine Spannungsverstärkerstufe zwischen Demodulator und Endröhre, weil die modernen Endröhren bereits wegen ihrer großen Steilheit mit verhältnismäßig kleinen Niederfrequenzspannungen ausgesteuert werden können.

4. Schaltungstechnik der Zweikreiser

Die Schaltungstechnik der Zweikreiser kennt noch mehr Variationen als die der Einkreiser, weil sich zahlreiche Möglichkeiten zur Ausgestaltung der Hochfrequenzstufe bieten. So kann man den ersten Schwingungskreis im Gitterkreis der Hochfrequenzröhre anordnen, während der zweite Kreis entweder im Anodenkreis dieser oder im Gitterkreis der folgenden Röhre liegt. Weiterhin lassen sich die beiden Kreise als Bandfilter ausbilden und in den Anodenkreis der Hochfrequenzröhre legen. Darauf wiesen wir schon auf Seite 188 hin.

Als Demodulator verwendet man in Zweikreisern noch sehr häufig das Audion. Es gibt allerdings auch Anordnungen, bei denen eine Diode zur Demodulation dient. Die heute zur Verfügung stehenden Verbundröhren bieten zahlreiche diesbezügliche Schaltungsmöglichkeiten. Es kommen vor allem drei Verbundröhrentypen in Betracht. In Abb. 195 ist die erste Art gezeigt. Es handelt sich um eine Duodiode-Triode, also um eine Röhre, die in einem Glaskolben eine Doppeldiode und eine Triode enthält. Die beiden Diodenstrecken dienen zur Demodulation bzw. zur Erzeugung einer Hilfsspannung, die für den später zu besprechenden Schwundausgleich benötigt wird. Das Triodensystem hat die Aufgabe, die demodulierte Niederfrequenzspannung so weit zu verstärken, daß sie zur Aussteuerung der Endröhre ausreicht. Weiterhin gibt es Verbundröhren nach Art der Abb. 196, die außer dem Duodioden-System ein vollständiges Pentoden-System enthalten. Bei diesen Röhren zieht man das Pentoden-System vorzugsweise zur Verstärkung der Hochfrequenz heran. Die verstärkte Hochfrequenzspannung, die im Anodenkreis des Pentoden-Systems auftritt, wird anschließend der einen Diodenstrecke zur Demodulation zugeführt.

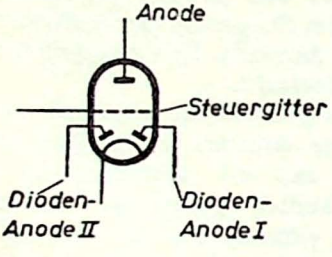


Abb. 195. Schaltzeichen einer Duodiode-Triode

Schließlich sind Verbundröhren auf dem Markt, deren Elektrodenanordnung ebenfalls der Abb. 196 entspricht. Das Pentoden-System dient jedoch bereits als Endverstärker, d. h. im Anodenkreis dieser Röhre liegt der Lautsprecher. Die Steilheit des Systems ist so groß, daß es von der Diodenspannung unmittelbar ausgesteuert werden kann. Nützt man die Verbundröhren richtig aus, so kann man bereits mit zwei Röhren einen guten Zweikreiser bauen. Man verwendet dann z. B. eine Röhre nach Abb. 196 in Verbindung mit einer steilen Endröhre. Als erste Röhre ist aber auch eine gewöhnliche Hochfrequenzpentode und als zweite Röhre eine Doppeldiode mit Endpentode gebräuchlich.

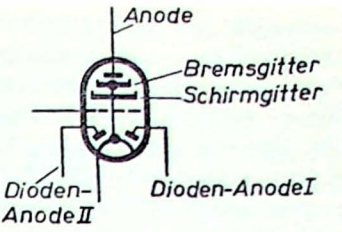


Abb. 196. Schaltzeichen einer Duodiode-Pentode

Wir besprechen zunächst ein ganz einfaches Zweikreisgerät, dessen Schaltung in Abb. 197 wiedergegeben ist. Von Verbundröhren macht das Gerät keinen Gebrauch. Im Antennenkreis liegt ein uns bereits aus Abb. 193 bekannter Sperrkreis, der mit Anzapfungen versehen ist. Links oben ist ein Schaltkontakt zu erkennen, mit dem der eine Pol des Lichtnetzes über einen Kondensator von 250 Picofarad mit dem Sperrkreis verbunden werden kann. Es handelt sich dabei um die von S. 99 her bekannte Lichtantenne.

Der Eingangskreis der Hochfrequenzverstärkerröhre EF 89 enthält keine Besonderheiten. Wir sehen einen Drehkondensator, der mit zwei in Reihe geschalteten Spulen zu einem Schwingungskreis ergänzt ist. Jeder Spule liegt außerdem noch ein kleiner, mit dem Schraubenzieher einstellbarer Kondensator parallel. Dieser „Trimmer" gestattet das Einstellen eines guten Gleichlaufs mit dem zweiten Schwingungskreis. Die untere Antennenspule und die untere Schwingungskreisspule sind mit Schaltern überbrückt. Sollen Mittelwellen empfangen werden, so sind die Schalter geschlossen, während sie bei Langwellenempfang geöffnet bleiben. Dann ist die Induktivität der Reihenschaltung beider Spulen wirksam, so daß der Kreis auf entsprechend tiefere Frequenzen abgestimmt werden kann.

Die Gittervorspannung der EF 89 wird durch einen regelbaren Kathodenwiderstand von 15 000 Ohm erzeugt, über den

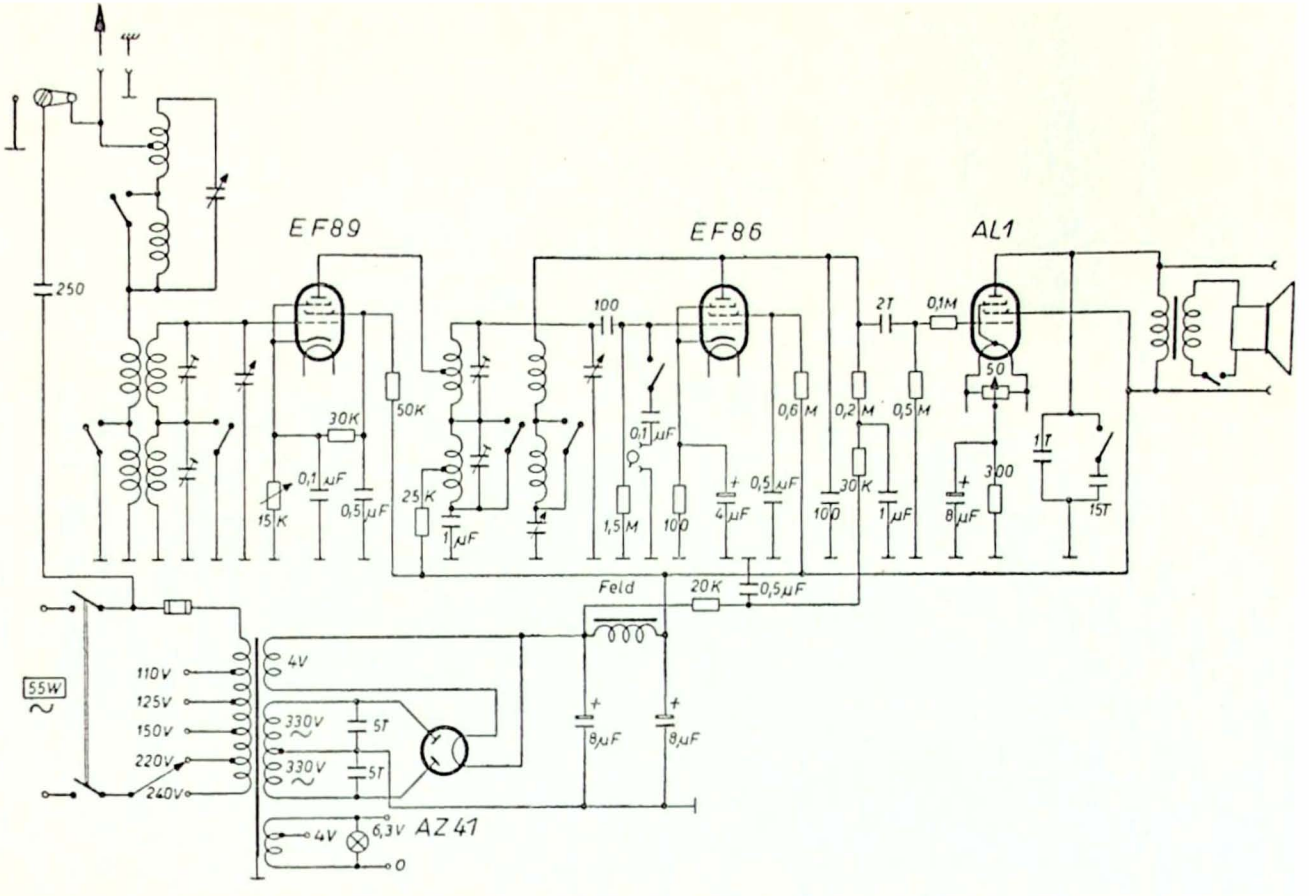


Abb. 197. Schaltung eines Zweikreisers für Wechselstrombetrieb

mit Hilfe eines Widerstandes von 30 000 Ohm ein Hilfsstrom geleitet wird. Dadurch erhält man auch bei verschwindend kleinem Kathodenstrom stets einen bestimmten Spannungsabfall am Kathodenwiderstand. Dieser dient nämlich gleichzeitig als Lautstärkeregler. Wie wir später hören werden, gibt es Röhren, deren Steilheit mit Hilfe der Gittervorspannung in weiten Grenzen verändert werden kann. Zu diesen Röhren gehört auch die EF89. Betätigt man nun den als Lautstärkeregler wirksamen Kathodenwiderstand, so kann man eine beliebige Röhrensteilheit und damit eine beliebige Verstärkung der EF89 einstellen. Das wirkt sich natürlich durch entsprechende Lautstärkeänderungen aus.

Der zweite Schwingungskreis liegt im Anodenkreis der EF89. Wir sehen, daß die Anode und die Zuführung der Anodenspannung an eine Anzapfung der Schwingungskreisspule angeschlossen sind. Dadurch wird erreicht, daß sich die durch den Innenwiderstand der EF89 bedingte Dämpfung nicht voll auf den Kreis auswirken kann. Wir finden auch hier zwei Schalter, mit denen sich die unteren Spulen kurzschließen lassen. Diese Schalter werden natürlich gleichzeitig mit den entsprechenden Überbrückungsschaltern des ersten Schwingungskreises betätigt. Bei komplizierten Geräten müssen unter Umständen noch mehr Kreise umgeschaltet werden, so daß man zu recht verwickelten Konstruktionen dieser „Wellenschalter" (s. a. S. 248) kommt.

Auch den Spulen des zweiten Schwingungskreises sind kleine Trimmer zur genauen Einstellung des Gleichlaufs parallel gelegt. Die zweite Röhre, eine EF86, dient als Gittergleichrichter, was man an dem Gitterwiderstand von 1,5 Megohm und dem Gitterkondensator von 100 Picofarad erkennen kann. Auch die Rückkopplungsschaltung bietet keine Besonderheiten. Der Drehkondensator liegt allerdings nicht zwischen der Anode und dem Anfang der ersten Spule, sondern zwischen dem Ende der letzten Spule und dem Schaltungsnullpunkt. Auf die Wirkungsweise hat das jedoch keinen Einfluß, weil es gleichgültig ist, an welcher Stelle des Rückkopplungskreises der Hochfrequenzstrom geschwächt wird.

Wir erkennen in dem Schaltbild noch einen zweiten Schalter, der das Gitter der EF86 über einen Kondensator von 0,1 Mikrofarad zu einer Anschlußbuchse führt. Eine zweite Anschlußbuchse liegt am Schaltungsnullpunkt. An das erwähnte

Buchsenpaar kann man einen sogenannten Tonabnehmer anschließen, so daß man Schallplatten, die von dem Tonabnehmer abgetastet werden, im Lautsprecher wiedergeben kann. Die EF86 wirkt in diesem Fall als Niederfrequenz-Spannungsverstärker. Auf die Tonabnehmer kommen wir noch in einem späteren Kapitel zu sprechen.

Die Schirmgitterspannung für die EF86 wird mit Hilfe eines 0,6-Megohm-Widerstandes erzeugt. Als Außenwiderstand dient ein Festwiderstand von 0,2 Megohm. In Reihe damit sehen wir einen Widerstand von 30 Kiloohm, der in Verbindung mit einem Kondensator von 1 Mikrofarad die schon auf Seite 64 erwähnte Siebung der Betriebsspannung bewirkt. Als Koppelkapazität dient ein Kondensator von 2 000 Picofarad.

Die folgende Endstufe mit der Röhre AL1 enthält einige Besonderheiten. Die Gittervorspannung dieser Röhre wird in schon bekannter Weise durch einen Kathodenwiderstand von 300 Ohm erzeugt. Oberhalb dieses Widerstandes ist ein Spannungsteiler von 50 Ohm zu erkennen, der als sogenannter „Entbrummer" dient. Es handelt sich nämlich bei der AL1 um eine direkt geheizte Endröhre. Würde man den Anodenstrom bzw. den Kathodenstrom einfach durch ein Heizfadenende leiten, so würde sich die Hälfte der Heizwechselspannung dem Kathodenstrom überlagern und zu einem Brummen im Lautsprecher Anlaß geben. Man schaltet daher dem Heizfaden ein Potentiometer parallel und führt den Kathodenstrom über den genau in die Mitte eingestellten Schleifer ab. Nun überlagern sich dem Kathodenstrom gewissermaßen zwei Stromhälften, von denen die eine gerade dann ihre positive Amplitude aufweist, wenn die Amplitude der anderen Stromhälfte negativ ist. In ihrer Wirkung auf den Kathodenstrom heben sich also die beiden Ströme auf, so daß das Brummen im Lautsprecher bei richtiger Einstellung fast vollkommen verschwindet.

Im Anodenkreis der AL1 liegt ein Anpassungstransformator, dessen Sekundärseite mit dem Lautsprecher verbunden ist. Außerdem sehen wir noch zwei Kondensatoren von 1 000 und 15 000 Picofarad, von denen der zuletzt genannte abschaltbar ist. Während der erste Kondensator nur die höchsten Frequenzen der Niederfrequenzspannung im Interesse einer guten Tonwiedergabe unterdrückt, wirkt der abschaltbare Kondensator als „Tonblende". Seine verhältnis-

mäßig große Kapazität bildet nämlich für die höheren Töne einen ganz beachtlichen Kurzschluß. Schaltet man die Tonblende ein, so erhält die Wiedergabe eine wesentlich dunklere Färbung.

Über den Netzteil wollen wir uns erst später unterhalten.

Als zweite Schaltung besprechen wir in Abb. 198 ein für den Selbstbau gedachtes weiteres Empfangsgerät mit zwei Kreisen. Es handelt sich dabei um einen sogenannten Bandfilter-Zweikreiser, eine Schaltung, die sich wegen ihrer vorzüglichen Leistung großer Beliebtheit erfreut.

Der Gitterkreis der Eingangsröhre EF85 ist nicht abstimmbar. Wir sehen lediglich eine Hochfrequenzdrossel, über die die Gittervorspannung der Röhre zugeführt wird. Die Antenne ist über einen Kondensator von 500 Picofarad mit dem Gitter der Röhre verbunden. Es kommen also alle in der Antenne vorhandenen Frequenzen auf das Gitter der Hochfrequenzröhre. Als Lautstärkeregler dient ein veränderlicher Kathodenwiderstand in derselben Anordnung und mit derselben Wirkungsweise, wie wir sie bereits in Abb. 197 kennengelernt haben. Die Schirmgitterspannung wird über einen Widerstand von 50 Kiloohm zugeführt.

Im Anodenkreis der EF85 liegt der erste Kreis des Bandfilters, das mit einem Drehkondensator abgestimmt wird.

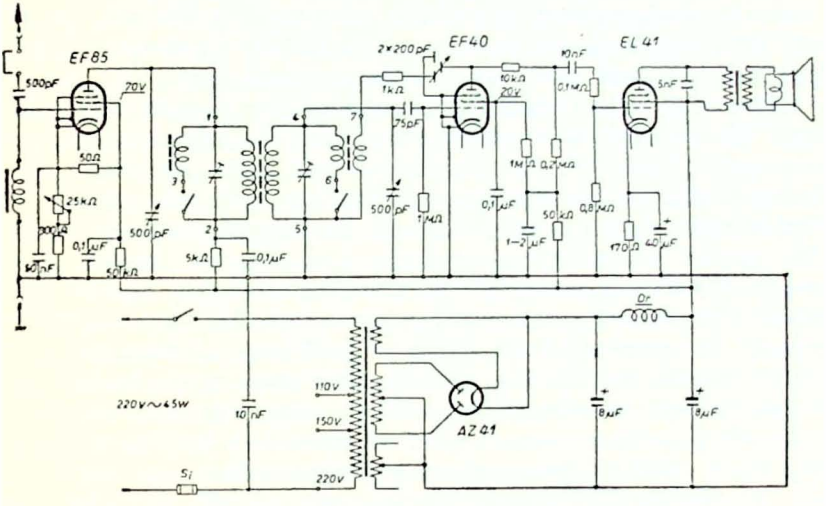


Abb. 198. Schaltbild eines Bandfilter-Zweikreisers

Der zweite Kreis ist mit dem ersten induktiv gekoppelt. Er liegt im Gitterkreis der als Audion wirkenden Röhre EF40. Die Umschaltung von Mittel- auf Langwellen erfolgt mit Hilfe zweier Schalter, die eine zweite Spule parallel zu den Schwingungskreisspulen legen. Durch diese Parallelschaltung ergibt sich eine kleinere Induktivität, so daß die Mittelwellen im Gegensatz zu der Reihenschaltung nach Abb. 197 bei geschlossenem Wellenschalter empfangen werden können. An sich sind beide Maßnahmen, die Reihen- und die Parallelschaltung, elektrisch gleichwertig.

Der Rückkopplungszweig weicht etwas von der herkömmlichen Schaltung ab. Der obere Punkt der Rückkopplungsspule steht zunächst mit einem Widerstand von 1 000 Ohm in Verbindung, der nun zu einem Kondensator besonderer Bauart führt. Es handelt sich dabei um einen sogenannten Differentialkondensator, der einen beweglichen und zwei feste Plattensätze enthält. Der eine feste Plattensatz liegt in Reihe mit dem Widerstand von 1000 Ohm an der Rückkopplungsspule, während der zweite Plattensatz mit dem Schaltungsnullpunkt verbunden ist. Die Rückkopplung ist Null, wenn der bewegliche Plattensatz dem oberen, am Nullpunkt der Schaltung liegenden festen Plattensatz genau gegenübersteht. Dann fließt nämlich der Rückkopplungsstrom von der Anode der EF40 ohne weiteres zur Kathode ab. Befindet sich dagegen der bewegliche genau über dem unteren Plattensatz, so ist die Rückkopplung am stärksten. Der Hochfrequenzstrom fließt nämlich jetzt nur über den Rückkopplungszweig.

Was hat dieser ziemlich komplizierte Kondensator für eine Bedeutung? Er bewirkt, daß der hochfrequente „Belastungswiderstand" der Anodenwechselspannung stets dieselbe Größe behält. Es ist verständlich, daß bei einer normalen Rückkopplungsschaltung die Hochfrequenzspannung an der Anode bei voll eingedrehtem Kondensator kleiner sein muß als bei ausgeschwenkten Platten, weil im ersten Fall über den Rückkopplungszweig ein ziemlich beträchtlicher Strom, im zweiten Fall dagegen praktisch überhaupt kein Strom fließt. Bei einem Differentialkondensator bleibt der Strom jedoch immer gleich groß; er wird nur je nach Stellung des Kondensators auf zwei verschiedene Zweige verteilt. Bei loser Rückkopplung fließt er unmittelbar zur Kathode ab, bei fester Rückkopplung dagegen gelangt er über die Rückkopplungsspule zur Kathode. Diese gleichmäßige hoch-

frequente Belastung der Audionröhre wirkt sich günstig auf das stabile Arbeiten des Gerätes aus, weshalb man in vielen Fällen die durch den Differentialkondensator bedingte Komplikation in Kauf nimmt.

Als Hochfrequenzsperre wird ein Widerstand von 10 Kiloohm verwendet, der in Reihe mit dem Außenwiderstand von 0,2 Megohm geschaltet ist. Die Siebung erfolgt durch einen Widerstand von 50 Kiloohm in Verbindung mit dem Kondensator von ungefähr 1 Mikrofarad. Der Koppelkondensator zum Gitter der Endröhre EL41 hat einen Wert von 10 000 Picofarad. Die Gittervorspannung für die Endröhre wird mit einem Kathodenwiderstand von 170 Ohm erzeugt. Über den Anodenkreis der Endröhre gibt es weiter nichts zu sagen.

Als letzten Vertreter der Zweikreiser wollen wir noch kurz die Schaltung eines anderen Zweikreisers besprechen, die ein gutes Beispiel für die ausgiebige Verwendung von Verbundröhren darstellt. Wir sehen die Schaltung in Abb. 199. Die erste Röhre ist eine Duodiode-Pentode (UBF80), deren Pentodenteil als Hochfrequenzverstärker wirkt. Der erste Schwingungskreis liegt im Gitterkreis dieses Röhrensystems. Die Antennenspule kann durch einen Steckbügel mit einer Außenantenne verbunden werden. Entfernt man den Bügel, so läßt sich an diese Stelle ein Sperrkreis (s. S. 251) einfügen. Die Rückkopplung erfolgt in der Hochfrequenzverstärkerstufe, und zwar nicht von der Anode, sondern vom Schirmgitter aus. Das ist ohne weiteres möglich, wenn man das Schirmgitter wechselstrommäßig nicht auf Kathodenpotential legt. Die Rückkopplung wird durch Ändern der Schirmgittergleichspannung mit Hilfe eines Spannungsteilers von 0,1 Megohm geregelt.

Im Anodenkreis des Pentodensystems der UBF80 liegt der zweite Schwingungskreis, und zwar ist die obere Spule nicht voll, sondern an eine Anzapfung angeschlossen. Die an diesem Kreis auftretende verstärkte Spannung wird auf eine Hilfsspule gekoppelt, die mit der rechten Dioden-Anode der UBF80 verbunden ist. Es handelt sich hier um eine Dioden-Reihenschaltung nach Abb. 124; der Dioden-Außenwiderstand ist als Lautstärkeregler von 0,5 Megohm ausgebildet und liegt über eine Hochfrequenzsperre und einen doppelpoligen Schalter am unteren Ende der Koppelspule. Wir wollen die Einzelheiten der Schaltung nicht weiter besprechen, da wir darauf in einem späteren Kapitel noch eingehen werden.

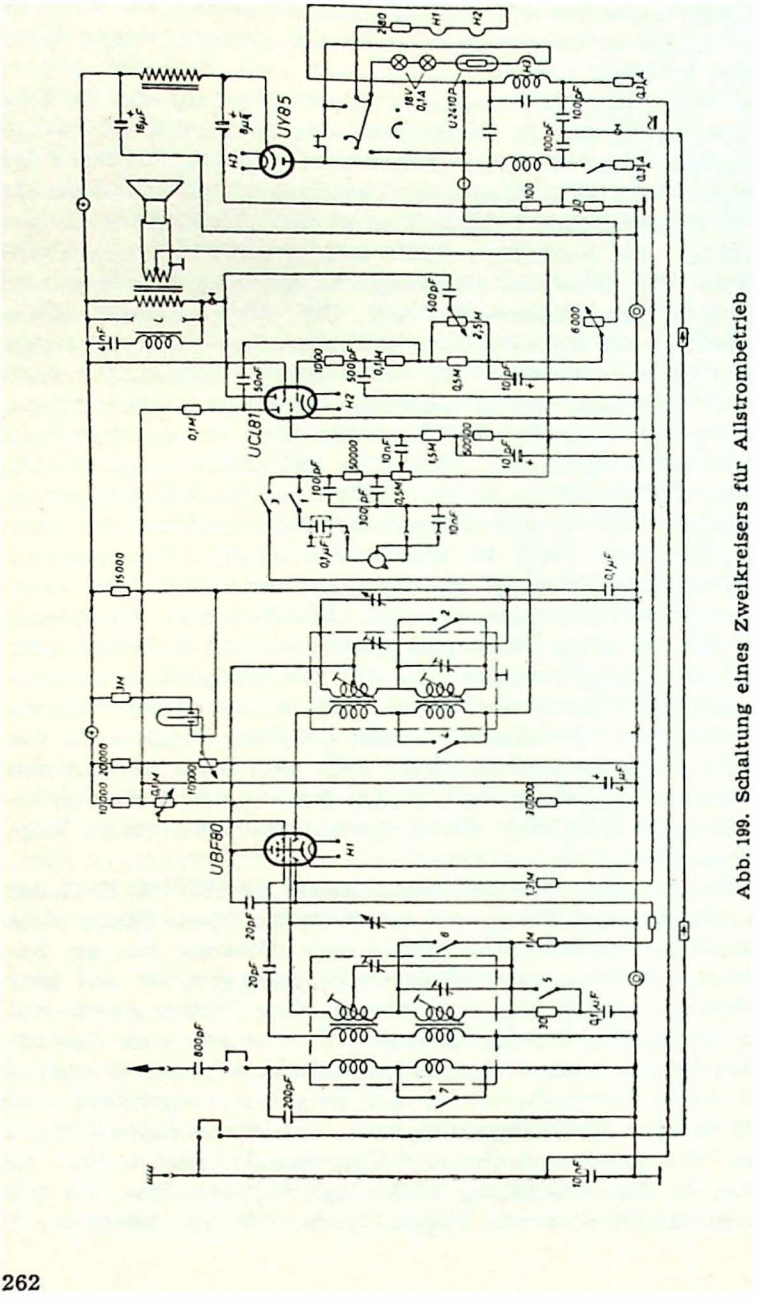


Abb. 199. Schaltung eines Zweikreisers für Allstrombetrieb

Die demodulierte Spannung gelangt nun auf das Triodensystem der UCL81 und wird dort verstärkt. Die verstärkte Spannung tritt an einem Außenwiderstand von 0,1 Megohm auf und wird über einen Koppelkondensator von 50 000 Picofarad und eine zweite Hochfrequenzsperre dem Steuergitter des rechten Systems der UCL81 zugeführt. Es handelt sich hierbei um ein Schirmgitter-Endsystem, in dessen Anodenkreis der Lautsprechertransformator liegt. Ganz rechts im Schaltbild ist der Netzteil gezeichnet.

Wollte man die Schaltung dieses Gerätes mit normalen Röhren aufbauen, so wären nicht drei, sondern fünf Röhren erforderlich. Man müßte dann je eine Röhre für die Hochfrequenzstufe, den Demodulator, die Niederfrequenz-Vorstufe, die Endstufe und den Netzgleichrichter verwenden. Die Schaltung zeigt also besonders deutlich, wie sparsam man unter Verwendung von Verbundröhren bauen kann.

Noch kurz ein paar Worte über die in Zweikreisern verwendeten Demodulatoren. Gittergleichrichter haben, wie wir bereits früher hörten, eine nur beschränkte Aussteuerbarkeit. Nun verstärken die modernen Hochfrequenzpentoden recht beträchtlich, so daß man mitunter mit Hochfrequenzspannungen rechnen muß, die man einem Audion zur verzerrungsfreien Verarbeitung nicht mehr zumuten kann. Deshalb tritt an Stelle des Gittergleichrichters sehr häufig der Dioden-Demodulator. Nachteilig ist dabei, daß man zu einer etwas komplizierten Rückkopplungsschaltung greifen muß, weil ein Diodengleichrichter die Hochfrequenz nicht mehr verstärkt. Man kann daher nicht etwa von der Anode der Demodulatordiode die Spannung für die Rückkopplung abzweigen, sondern muß die Rückkopplung in der Hochfrequenzstufe vornehmen. Das führt jedoch zu schlechteren Resultaten als bei Verwendung eines Gittergleichrichters. Nun ist glücklicherweise die Spannung nach erfolgter Hochfrequenzverstärkung bereits so groß, daß man in vielen Fällen auf die durch eine Rückkopplung bewirkte Empfindlichkeitssteigerung verzichten kann.

Der Zweikreiser ist heute ,wie schon erwähnt, fast ganz vom Superhet verdrängt worden, den wir wegen seiner großen praktischen Wichtigkeit im nächsten Kapitel ausführlich besprechen wollen.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Bei einem Geradeausempfänger wird zunächst die Hochfrequenz verstärkt und anschließend demoduliert. Danach erfolgt die Verstärkung der Niederfrequenzspannung und die Erzeugung der erforderlichen Wechselstromleistung.

2. Ein Geradeausempfänger muß nicht unbedingt eine Hochfrequenzverstärkerstufe und eine Niederfrequenzverstärkerstufe besitzen. Eine der beiden kann auch fehlen.

3. Will man einen lautstarken und klangreinen Empfang starker Sender erzielen, so muß der Niederfrequenzteil bevorzugt ausgebildet werden.

4. Will man vor allem schwache Fernsender aufnehmen und auf eine lautstarke Wiedergabe verzichten, so muß der Hochfrequenzteil besonders gut durchgebildet sein.

5. In den Hochfrequenzverstärkerstufen der Geradeausempfänger verwendet man vorzugsweise Pentoden.

6. Moderne Radiogeräte werden aus dem Lichtnetz gespeist.

7. Je mehr Schwingungskreise ein Geradeausempfänger enthält, um so besser ist seine Trennschärfe.

8. Einkreiser sind zwar sehr billig, haben jedoch nur eine beschränkte Leistungsfähigkeit.

9. Zweikreiser erfordern einen größeren Aufwand, sind jedoch bereits recht gute und leistungsfähige Fernempfänger.

10. Dreikreisempfänger haben heute sehr stark an Bedeutung eingebüßt und werden praktisch nicht mehr gebaut.

11. Die Verbundröhrentechnik hat die Entwicklung der Geradeausempfänger entscheidend beeinflußt.

12. Anzapfungen der Antennenspule sind besonders bei Einkreisern gebräuchlich, weil nur der mit der Antenne gekoppelte Schwingungskreis die Trennschärfe bestimmt. Es ist daher wichtig, die Dämpfung dieses Kreises durch die Antenne möglichst klein zu halten.

13. Hinter die Anodenaußenwiderstände sind gewöhnlich zusätzliche Widerstände geschaltet, die Siebzwecken dienen.

14. Siebglieder für Hochfrequenz findet man gewöhnlich vor den Gittern der Endröhre. Sie sollen das Eindringen restlicher Hochfrequenz in den Niederfrequenzteil verhindern.

15. Bei schlechten Lautsprechern muß man im Anodenkreis der Endröhre zusätzliche Kondensatoren vorsehen, um die hohen Töne in bestimmtem Umfang zu beschneiden.

16. Zur Umschaltung der verschiedenen Wellenbereiche werden Wellenschalter benötigt, mit denen man verschiedene Schwingungskreisspulen an- und abschalten kann.

17. Die Erzeugung der Gittervorspannung durch einen Kathodenwiderstand ist in den Rundfunkgeräten am meisten gebräuchlich.

18. Zweikreiser machen entweder von der Audiongleichrichtung oder der Diodengleichrichtung Gebrauch. Bei der Diodengleichrichtung kann man wesentlich größere Steuerspannungen zulassen.

19. Bei Zweikreisern findet man die verschiedensten Möglichkeiten für die schaltungstechnische Anordnung der Schwingungskreise.

20. Mit Differentialkondensatoren kann man die wechselstrommäßige Belastung des rückgekoppelten Demodulators konstant halten.

Achtes Radio-Quiz

1. Bei einem Geradeausempfänger
   a) muß eine Hoch- und Niederfrequenzverstärkung vorhanden sein,
   b) richtet sich die Frage, ob Hoch- und Niederfrequenzverstärkung gleichzeitig verwendet werden, nach den jeweiligen Ansprüchen,
   c) ist der Niederfrequenzteil besonders gut ausgebildet.
2. Die Schaltung eines Geradeausempfängers ist gekennzeichnet durch
   a) die stets wiederkehrende Anordnung Hochfrequenzverstärkung—Demodulation—Niederfrequenzverstärkung,
   b) die Verwendung von Pentoden,
   c) die Verwendung von Verbundröhren.
3. Ein Geradeausempfänger für Ortsempfang enthält vor allem einen kräftigen
   a) Demodulator,

b) Niederfrequenzverstärker,
c) Hochfrequenzverstärker.

4. Ein Geradeaus-Fernempfänger für Kopfhörerempfang ist gekennzeichnet durch
   a) eine besonders leistungsfähige Endröhre,
   b) einen Dioden-Demodulator,
   c) einen Hochfrequenzverstärker mit großem Verstärkungsgrad.

5. Moderne Geradeausempfänger verwenden als Betriebsstromquelle vor allem
   a) Trockenbatterien,
   b) Akkumulatoren,
   c) das Lichtnetz.

6. Niedrige Preise für ausgesprochene einfache Kleinempfänger werden vor allem erzielt
   a) durch Verwendung schlechten Materials,
   b) durch große Auflagen,
   c) durch besondere Kunstschaltungen.

7. Der Dreikreiser
   a) ist ein hochwertiger moderner Fernempfänger,
   b) liefert eine besonders gute Tonwiedergabe,
   c) ist heute gänzlich bedeutungslos.

8. Unter Neutrodyn-Empfänger versteht man
   a) einen Empfänger mit einem Spezial-Demodulator,
   b) einen Empfänger, bei dem die Schwingneigung der Hochfrequenzstufen durch Kompensationsmaßnahmen bekämpft wird,
   c) einen Empfänger mit weniger als 3 Röhren.

9. Verbundröhren
   a) liefern eine besonders hohe Trennschärfe,
   b) besitzen sehr wenig Verzerrungen,
   c) werden aus wirtschaftlichen und räumlichen Gründen verwendet.

10. Das Anzapfen der Antennenspule bewirkt
    a) einen trennschärferen Empfang,
    b) eine bessere Demodulation,
    c) eine besonders klangreine Wiedergabe.

11. Widerstände nach dem Arbeitswiderstand in Verbindung mit einem Kondensator haben den Zweck

a) die Röhren zu schonen,
b) Hoch- oder Niederfrequenzspannungen zu unterdrücken,
c) die Lautstärke zu steigern.

12. Die Umschaltung auf einen anderen Wellenbereich kann vorgenommen werden durch

a) eine Umschaltung des Demodulators,
b) eine Umschaltung der Niederfrequenzröhre,
c) eine Umschaltung der Schwingungskreisspulen.

13. Endpentoden erhalten

a) eine Schirmgitterspannung in etwa derselben Größe wie die Anodenspannung,
b) eine kleinere Schirmgitterspannung als die Anodenspannung,
c) eine Schirmgitterspannung, die wesentlich größer als die Anodenspannung ist.

14. Bei direkt geheizten Röhren kann die Gittervorspannung

a) nur durch die Heizbatterie erzeugt werden,
b) durch verschiedene Schaltmaßnahmen hergestellt werden,
c) nur durch Kathodenwiderstände erzeugt werden.

15. Die Kondensatoren parallel zum Lautsprecher haben Werte von

a) mehreren Mikrofarad,
b) etwa 10 Picofarad,
c) einigen tausend Picofarad.

16. Ein Sperrkreis hat die Aufgabe

a) die Trennschärfe des Gerätes zu erhöhen,
b) Störgeräusche zu unterdrücken,
c) die Frequenz eines bestimmten Senders auszusperren.

17. Eine Verbundröhre besitzt gewöhnlich

a) eine einzige Kathode,
b) getrennte Kathoden für jedes System,
c) mindestens zwei Kathoden.

18. Der für eine Lichtantenne erforderliche Kondensator hat den Zweck

a) Störgeräusche aus dem Lichtnetz zu unterdrücken,

b) die Trennschärfe zu verbessern,
c) die Netzwechselspannung abzuriegeln.

19. Ein Entbrummer soll

a) in der Hochfrequenzstufe angeordnet sein,
b) im Demodulator angeordnet sein,
c) in den Heizkreis der Endröhre geschaltet werden.

20. Ein Differentialkondensator bewirkt

a) eine stets gleichbleibende hochfrequente Belastung,
b) eine besonders große Trennschärfe, wenn er im Antennenkreis liegt,
c) eine Beschneidung der hohen Frequenzen, wenn er im Rückkopplungszweig liegt.

9. Kapitel: Der Transponierungsempfänger (Superhet)

1. Das Empfangsprinzip

Das dem Transponierungsempfänger zugrunde liegende Empfangsprinzip weicht vollkommen von dem der Geradeausempfänger ab, ist jedoch nicht schwer zu verstehen.

Die prinzipielle Schaltung sehen wir in Abb. 200. Dort ist das Blockschema eines Transponierungsempfängers dargestellt. Antenne und Erde sind mit dem Eingang einer gewöhnlichen Hochfrequenzverstärkerstufe verbunden, in der die Antennenspannungen in bereits bekannter Weise verstärkt werden. Die verstärkten Spannungen gelangen nun auf das Gitter einer sog. Mischröhre. Dieser Mischröhre, von der wir noch eingehend sprechen werden, wird außerdem in geeigneter Weise eine zweite unmodulierte Hochfrequenzspannung zugeführt, die im Empfänger selbst mit Hilfe eines kleinen Röhrensenders, den man auch Oszillator nennt, erzeugt wird. Was nun geschieht, ist uns schon aus früheren Ausführungen bekannt. Wir hörten bei der Erklärung des Rückkopplungspfeifens, daß sich beim Zusammenwirken zweier Schwingungen verschiedener Frequenz eine dritte Frequenz bildet, die entweder der Summe oder der Differenz der beiden ursprünglichen Frequenzen entspricht. Dieses Zusammenwirken, auch Mischung genannt, wird in der in Abb. 200 angedeuteten Mischstufe ganz besonders gefördert. Im Anodenkreis der Mischröhre tritt vor allem die Differenzfrequenz in Erscheinung, die sich bei der Mischung der Antennen- oder Eingangsfrequenz und der erwähnten Hilfsfrequenz oder Oszillatorfrequenz bildet. Diese neue Frequenz heißt Zwischenfrequenz. Ihre Größe hängt natürlich von der Größe der beiden ursprünglichen Frequenzen ab. Beträgt z. B. die Oszillatorfrequenz 1 000 Kilohertz, die Eingangsfrequenz da-

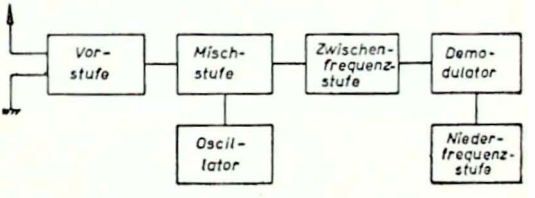


Abb. 200.
Blockschaltung eines Transponierungsempfängers

gegen 600 Kilohertz, so ergibt sich eine Zwischenfrequenz von 1 000 — 600 = 400 Kilohertz. Nun ist wichtig, daß auf diese Zwischenfrequenz die in der Antennenfrequenz vorhandene Modulation absolut formgetreu übertragen wird. Wir können weiterhin, wenn das erforderlich sein sollte, die Zwischenfrequenz in einem „Zwischenfrequenzverstärker" entsprechend verstärken. Anschließend erfolgen in schon bekannter Weise die Demodulation, die eventuell erforderliche Niederfrequenzverstärkung und die Erzeugung der niederfrequenten Wechselstromleistung.

Um die Verhältnisse besonders deutlich zu machen, ist in Abb. 201 der Verlauf der verschiedenen Spannungen in den einzelnen Stufen wiedergegeben. Wir sehen zunächst vor der Mischstufe die modulierte hochfrequente Eingangsspannung, die von der Antenne oder vom Hochfrequenzverstärker stammt. Die Oszillatorschwingung ist ebenfalls hochfrequent, jedoch nicht moduliert. In der Zwischenfrequenzstufe finden wir die modulierte, aber wesentlich kleinere Zwischenfrequenz. Im Demodulator wird die eine Halbwelle der modulierten Zwischenfrequenz abgeschnitten, und in der Niederfrequenzstufe ist nur noch die niederfrequente Modulation vorhanden.

Wie wir sehen, ist das ganze Empfangsprinzip wesentlich umständlicher als die Wirkungsweise der bisher behandelten Geradeausschaltungen. Der Superhet muß also offenbar erhebliche Vorzüge gegenüber dem Geradeausempfänger haben, wenn er trotz seiner Umständlichkeit praktische Bedeutung besitzt. Daß das zutrifft, werden die folgenden Betrachtungen zeigen.

Angenommen, wir empfangen einen Sender mit einer Frequenz von 300 Kilohertz und verwenden eine Oszillatorfrequenz von 400 Kilohertz. Dann bildet sich eine Zwischen-

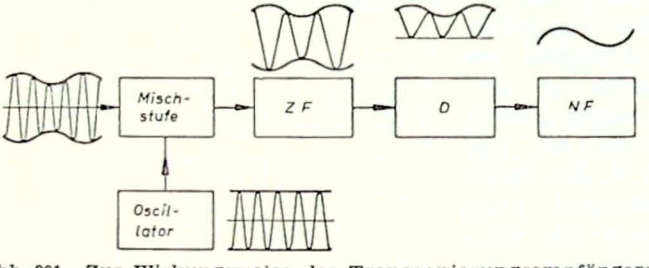


Abb. 201. Zur Wirkungsweise des Transponierungsempfängers

frequenz von 100 Kilohertz. Wollen wir nun eine Frequenz von beispielsweise 350 Kilohertz empfangen, so würde sich bei gleicher Oszillatorfrequenz eine Zwischenfrequenz von 50 Kilohertz einstellen. Wir können nun aber ohne weiteres den kleinen Hilfssender in unserem Empfänger, den Oszillator, gleichzeitig so verstimmen, daß seine Frequenz nicht mehr 400, sondern 450 Kilohertz beträgt. Dann erhalten wir wiederum eine Zwischenfrequenz von 100 Kilohertz. Genau so gehen wir vor, wenn wir andere Frequenzen empfangen wollen. Soll z. B. ein Sender mit 700 Kilohertz aufgenommen werden, so müssen wir den Oszillator auf eine Frequenz von 800 Kilohertz einstellen. Auch dann ergibt sich eine Zwischenfrequenz von 100 Kilohertz. Es kommt also immer darauf an, daß der Unterschied zwischen Oszillatorfrequenz und Eingangsfrequenz konstant bleibt. Ist das der Fall, so erhalten wir — ganz unabhängig von dem Wert der Eingangsfrequenz — stets eine gleich große Zwischenfrequenz, die wir noch dazu von vornherein beliebig festlegen können.

Wir werden sofort verstehen, daß die immer konstante Zwischenfrequenz in elektrischer und schaltungstechnischer Hinsicht ganz erhebliche Vorteile mit sich bringt. Wir haben gehört, wie schwierig es ist, zwei oder gar drei Schwingungskreise, deren Frequenz dauernd verändert werden soll, in Gleichlauf zu halten. Haben wir jedoch nur eine einzige Frequenz zu verstärken, so brauchen die Schwingungskreise des zugehörigen Resonanzverstärkers nur ein einziges Mal fest abgeglichen zu werden. Eine Bedienung von Drehkondensatoren ist überhaupt nicht erforderlich, und Gleichlaufprobleme treten gar nicht in Erscheinung. Die damit verbundenen technischen Vereinfachungen sind in elektrischer und auch in wirtschaftlicher Hinsicht so gewaltig, daß das Superhetprinzip heutzutage allergrößte Bedeutung erlangt hat.

Noch ein zweiter Grund spricht für den „Überlagerungsempfang" oder „Transponierungsempfang", wie man das beschriebene Verfahren auch nennt. Wir hörten, daß wir bei der Wahl der endgültigen Zwischenfrequenz grundsätzlich freie Hand haben. Es steht in unserem Ermessen, eine Zwischenfrequenz von z. B. 100 Kilohertz oder auch 400 Kilohertz oder irgendeinen anderen Wert zu wählen. Nun erfordert die Verstärkung von Hochfrequenzspannungen einen um so größeren Aufwand, je höher die Frequenz der betreffenden Spannung ist. Mit steigender Frequenz nehmen nämlich auch

die Verluste in den Schwingungskreisen zu, so daß die Resonanzwiderstände und damit die Verstärkungsziffern absinken. Mit anderen Worten: Man braucht zur Erzielung derselben Verstärkung bei hohen Frequenzen mehr Röhren als bei tiefen Frequenzen, wenn man sich der Geradeausschaltung bedient.

Das Superhetprinzip schaltet diese Gesetzmäßigkeit in eleganter Weise aus, indem es stets ein und dieselbe Zwischenfrequenz, unabhängig von der Frequenz des zu empfangenden Senders, zur Verfügung stellt. Wir können daher mit einer vollkommen gleichmäßigen Empfindlichkeit des Empfängers bei jeder Empfangsfrequenz rechnen. Wählen wir außerdem die Zwischenfrequenz recht klein, so bekommen wir im Zwischenfrequenzverstärker große Resonanzwiderstände und erreichen daher nicht nur eine hohe Verstärkung bei geringer Röhrenzahl, sondern auch eine ausgezeichnete Trennschärfe.

Die erläuterten Vorzüge bestehen nicht etwa nur in der Theorie, sondern vor allem auch in der Praxis. Es ist Tatsache, daß man mit keinem noch so guten Geradeausempfänger die Trennschärfe und Empfindlichkeit eines Superhets erreichen, geschweige denn übertreffen kann. Selbstverständlich wird man das Schwergewicht der Verstärkung in den Zwischenfrequenzteil verlegen, denn dort kommt die Eigenart des Superhetprinzips vor allem zur Geltung. Deshalb findet man heute vor der Mischstufe nur einen, höchstens zwei Schwingungskreise für die modulierte Hochfrequenz, während im Zwischenfrequenzteil vier bis sechs Kreise anzutreffen sind. Diese Kreise können, wie wir gehört haben, fest abgestimmt sein. Einer Bedienung bedürfen sie danach nicht mehr.

Das Superhet- oder Transponierungsprinzip wirft sehr viele Einzelfragen auf, die wir in den folgenden Abschnitten besprechen wollen. Während die Hochfrequenz-Vorstufe eines Superhets uns kaum noch Neues bietet, müssen wir die Mischstufe, den Oszillator und den Zwischenfrequenzteil sehr genau behandeln.

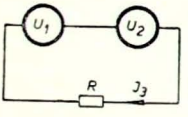
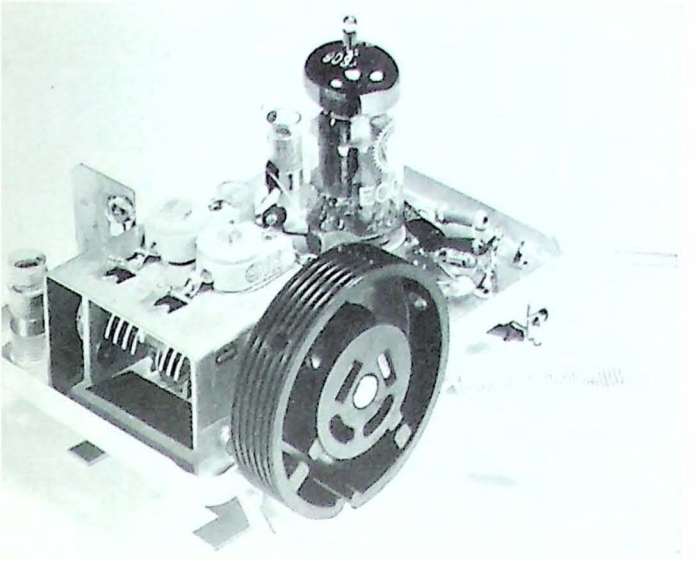


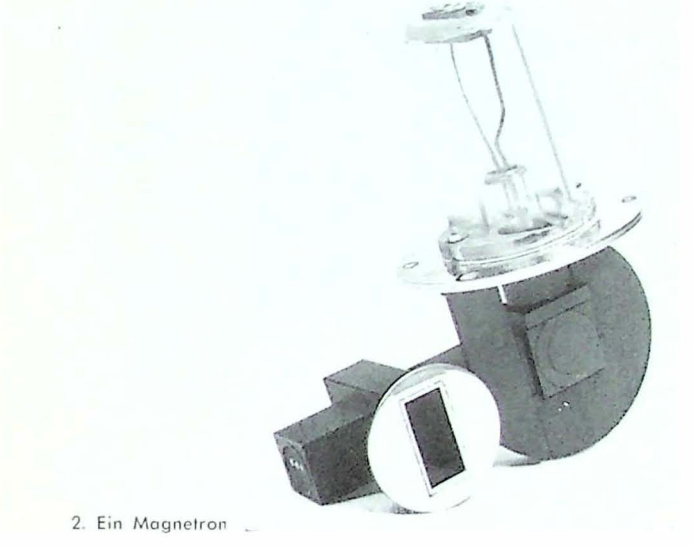
Abb. 202. Die beiden Spannungen werden nicht gemischt, sondern überlagert.

2. Die Mischstufe

Für die Mischstufe gibt es viele Schaltungen, die sich vor allem in zwei große Gruppen aufteilen. Zur ersten gehört die additive Mischung, zur zweiten die multiplikative Mischung. Wir besprechen zunächst die Vertreter der ersten Gruppe.

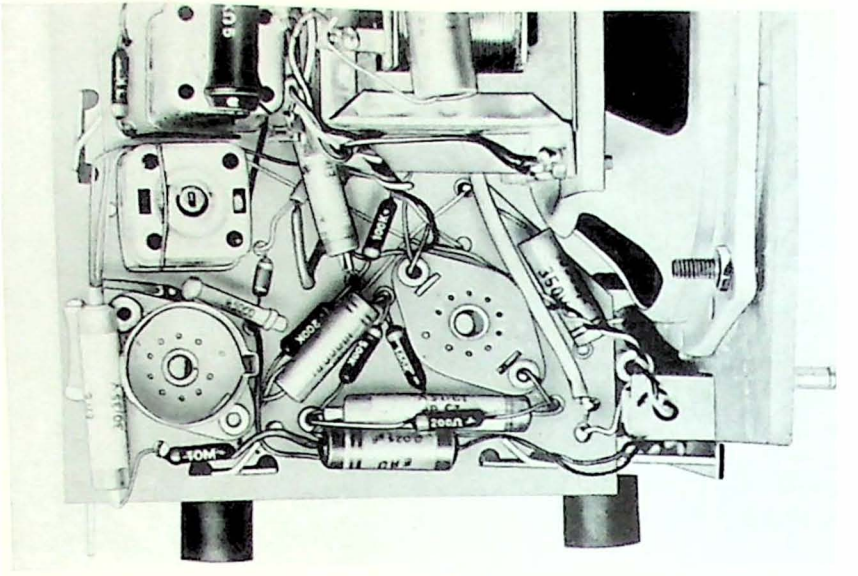


1. Ein UKW-Baustein in AM-FM-Geräten



2. Ein Magnetron

Tafel X



1. Moderner Schaltungsaufbau von Empfängern

2. Super-High-Fidelity-Lautsprecher

Vor allen Dingen merken wir uns, daß eine Mischung, die letzten Endes dasselbe ist wie die Modulation, nicht durch die einfache Reihenschaltung der beiden zu mischenden Spannungen vorgenommen werden kann. Haben wir z. B. eine Schaltung nach Abb. 202, die aus der Reihenschaltung zweier Stromquellen mit den Spannungen U_1 und U_2 und dem Widerstand R besteht, so erhalten wir noch keine „Mischung". Die Spannungen addieren sich lediglich in jedem Zeitaugenblick und rufen daher in R einen Summenstrom hervor, der z. B. in Abb. 203 dargestellt ist. Die oberen beiden Figuren enthalten die Ströme J_1 und J_2, wie sie von den Einzelspannungen allein erzeugt werden. Darunter ist der Summenstrom J_3 gezeichnet. Es handelt sich hierbei lediglich um eine einfache „Überlagerung". Mit Hilfe gewöhnlicher frequenzabhängiger Glieder, die z. B. aus Siebketten usw. bestehen können, kann man die Einzelströme mit Leichtigkeit wieder trennen, wenn sie einen genügend großen Frequenzunterschied haben. In Abb. 203 ist das angenommen.

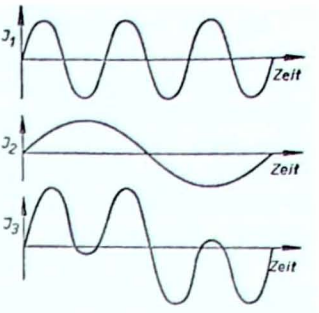


Abb. 203. Die Summenspannung setzt sich aus zwei Einzelspannungen zusammen

Ersetzen wir R in Abb. 202 durch einen Widerstand, der nicht mehr dem Ohmschen Gesetz gehorcht, so erhalten wir ein anderes Bild. In Abb. 204 ist z. B. zunächst die Kennlinie eines gewöhnlichen Ohmschen Widerstandes dargestellt. Der Strom durch diesen Widerstand folgt genau der an ihn gelegten Spannung, d. h. er kehrt seine Richtung um, wenn die Spannung ihre Richtung wechselt, und wird um so größer, je größer die Spannung ist.

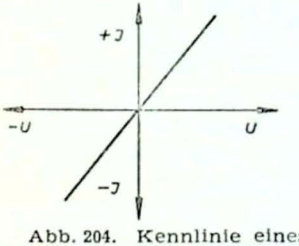


Abb. 204. Kennlinie eines Ohmschen Widerstandes. Eine Mischung ist nicht möglich.

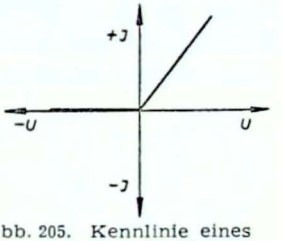


Abb. 205. Kennlinie eines nur in einer Richtung durchlässigen Widerstandes. Sie eignet sich zur Mischung.

Es gibt nun Widerstände mit einer Kennlinie nach Abb. 205. Sie gehorchen nur in positiven Spannungsbereichen dem Ohmschen Gesetz. Wird die Spannung negativ, so wird der Strom Null. Derartige Widerstände haben wir bereits bei der Besprechung der Demodulatoren kennengelernt, wo es darauf ankam, die Modulationsfrequenz einer modulierten Schwingung von der Trägerfrequenz abzulösen. Hier ist nun die Sache gerade umgekehrt, denn wir wollen eine Spannung mit der anderen modulieren. Um zu verstehen, wie das geschieht, betrachten wir Abb. 206. Dort ist nochmals die Kennlinie des Widerstandes nach Abb. 205 dargestellt. Unterhalb der waagrechten Achse sehen wir den Verlauf einer Schwingung höherer und einer Schwingung niederer Frequenz. Wirken deren Spannungen auf den Widerstand mit der Kennlinie nach Abb. 205, so kommen immer nur die positiven Halbwellen der beiden Schwingungen zur Geltung. Wir erhalten infolgedessen nur positive Stromstöße, wie das in der rechten Hälfte der Abb. 206 angedeutet ist. Natürlich addieren sich die Stromstöße in jedem Zeitaugenblick. Wir haben weiterhin gehört, daß man eine pulsierende Spannung als ein Gemisch aus einer reinen Gleichspannung und einer reinen Wechselspannung betrachten kann. Lassen wir daher die Gleichspannung ganz unberücksichtigt, so bekommen wir letzten Endes eine modulierte Spannung nach Abb. 207, also das, was wir wollen. Nachdem uns bekannt ist, daß zu einer solchen Spannung ein oberes und ein unteres Seitenband gehören, ist es nicht schwer zu verstehen, daß wir mit einem Widerstand nach Abb. 205 ohne weiteres die in einem Superhet erforderliche Mischung vornehmen können. Das untere Seitenband, das der Differenz zwischen den beiden Schwingungen entspricht, ist nämlich nichts anderes als die benötigte Zwischenfrequenz.

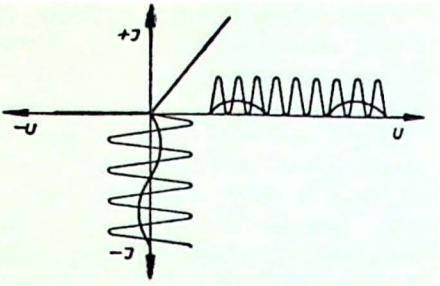


Abb. 206.
Zum Verständnis des Mischvorganges

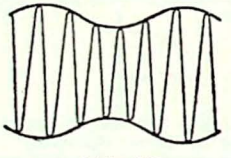


Abb. 207.
Eine modulierte Spannung

Widerstände mit der gewünschten Kennlinienform bieten uns in erster Linie die Elektronenröhren, bei denen

ein Elektronenstrom nur dann fließen kann, wenn die kalte Elektrode positiv ist. In Abb. 208 sehen wir z. B. eine der ältesten additiven Mischschaltungen, die mit einer sogenannten Doppelgitterröhre arbeitet. Das erste Steuergitter ist mit dem Eingangskreis LC verbunden, der beispielsweise auf die Frequenz eines Rundfunksenders abgestimmt ist. Dem zweiten Steuergitter wird die Spannung eines Oszillators zugeführt. Diesen Oszillator besprechen wir in einem besonderen Abschnitt und stellen ihn uns vorerst als einfache Wechselspannungsquelle mit der gewünschten Frequenz vor. Beide Spannungen wirken auf den Elektronenstrom ein, so daß wir im Anodenkreis die gewünschte Zwischenfrequenz erhalten. Wir brauchen lediglich den Schwingungskreis L_1C_1 auf die Zwischenfrequenz abzustimmen und können dann die dort auftretende Zwischenfrequenzspannung abnehmen oder weiter verstärken.

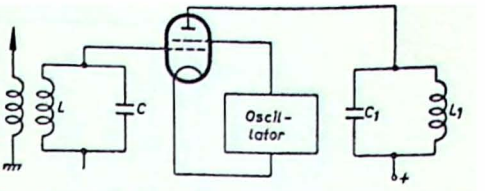


Abb. 208. Einfache additive Mischschaltung

Eine andere einfache Mischschaltung ist in Abb. 209 dargestellt. Dort finden wir in der Kathodenleitung eine Spule S, die mit einer weiteren Spule S_1 an den Oszillator gekoppelt ist. Die Eingangsspannung wird vom ersten Kreis LC auf das Steuergitter der in der Abbildung gezeichneten einfachen Triode gegeben, während die Oszillatorspannung durch die Spule S in den Röhrenkreis gelangt. Auch auf diese Weise kann man eine einwandfreie additive Mischung erreichen und bekommt an dem Kreis L_1C_1 die gewünschte Zwischenfrequenz.

Es ist auch möglich, die Oszillatorspannung direkt in den Eingangskreis zu koppeln. Man braucht zu diesem Zweck allerdings einen sehr kräftigen Oszillator, damit in den Schwingungskreis LC auch dann eine genügend große Spannung induziert wird, wenn sich dieser Kreis nicht in Resonanz mit der Oszillatorfrequenz befindet.

Weiterhin läßt sich die Oszillatorfrequenz auf das Bremsgitter oder Schirmgitter einer Pentode schalten. Die entsprechende Anordnung ist in Abb. 210 wieder-

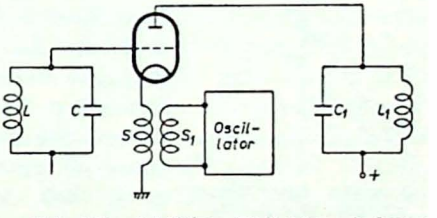


Abb. 209. Additive Kathodenmischung

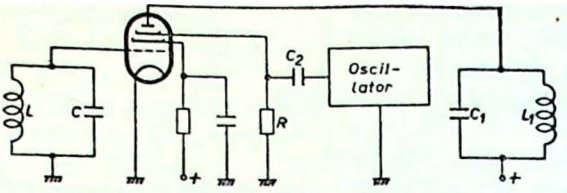


Abb. 210. Schirmgitter- oder Bremsgittermischung

gegeben. Wir sehen dort eine Pentode, deren Steuergitter mit dem Eingangskreis LC in Verbindung steht. Die Schirmgittergleichspannung wird in bekannter Weise über einen Widerstand zugeführt. In der Bremsgitterleitung liegt der Widerstand R, dessen oberes Ende über einen Kondensator C_2 mit dem Oszillator in Verbindung steht. Auf diese Weise gelangt die Oszillatorspannung auf das Bremsgitter und wird mit der Spannung des Eingangskreises gemischt. An einem im Anodenkreis liegenden Schwingungskreis L_1C_1 kann die Zwischenfrequenzspannung abgenommen werden.

Die besprochenen Schaltungen zur additiven Mischung sind heute nur noch in Sonderfällen gebräuchlich, da sie verschiedene Nachteile haben. Vor allen Dingen wirkt sehr störend, daß sich wegen der gekrümmten Kennlinie nicht nur die Summen- und die Differenzfrequenz der beiden ursprünglichen Schwingungen ausbilden, sondern noch sehr viele Oberwellen, die zu unangenehmen Störungen Anlaß geben können. Deshalb hat man schon frühzeitig ein anderes Verfahren erdacht, das diese Mängel nicht aufweist. Es handelt sich um die multiplikative Mischung, deren Wirkungsweise wir jetzt besprechen wollen.

In Abb. 211 sehen wir in einem Anodenstrom-Gitterspannungs-Kennlinienfeld drei Kennlinien 1, 2, 3 mit verschiedenen Steilheiten. Es ist klar, daß zu jeder Kennlinie eine andere Verstärkung gehört, und zwar wird die Kennlinie 3 die größte Verstärkung liefern, weil sie am steilsten ist. Die Kennlinie 1 dagegen wird die kleinste Verstärkung bewirken. Wenn wir nun eine Röhre haben, deren Steilheit durch eine Wechselspannung so gesteuert werden kann, daß sich z. B. bei den positiven Halbwellen die Kennlinie 3, bei den negativen Halbwellen

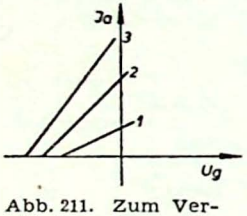


Abb. 211. Zum Verständnis der multiplikativen Mischung

dagegen die Kennlinie 1 einstellt, so können wir die Verstärkung der Röhre und damit auch die Ausgangsspannung bei konstanter Eingangsspannung beliebig verändern. Denken wir uns nun eine Schaltung nach Abb. 212, die eine solche Röhre enthält, und legen wir an deren Steuergitter die von der Antenne stammende Eingangsspannung (Schwingungskreis LC), so erhalten wir im Anodenkreis zunächst einen Anodenwechselstrom, dessen Größe von der Steilheit der Röhre abhängt. Mit Hilfe eines zweiten Gitters, das mit dem Oszillator verbunden ist, können wir nun die Steilheiten der Röhre in der oben erwähnten Weise beeinflussen. Infolgedessen wird der Anodenwechselstrom bei den positiven Halbwellen der Oszillatorspannung groß, bei den negativen Halbwellen dagegen klein sein. Die am Schwingungskreis L_1C_1 auftretende Spannung wird daher im Rhythmus der Oszillatorfrequenz schwanken. Das entspricht jedoch, wie wir wissen, einem Modulations- oder Mischvorgang. Wir bekommen daher auch die beiden schon öfter erwähnten Seitenbänder, von denen das untere die Zwischenfrequenz darstellt. Die Mischung erfolgt also hier in einfacher Weise durch periodische Veränderung der Röhrensteilheit, und eine gekrümmte Kennlinie ist überhaupt nicht erforderlich. Dadurch fallen sämtliche Oberwellen, die auf dem Vorhandensein einer nicht geradlinigen Kennlinie beruhen, fort. Diesem großen Vorzug verdankt die multiplikative Mischung ihre heutige Bedeutung in allen modernen Superhet-Schaltungen.

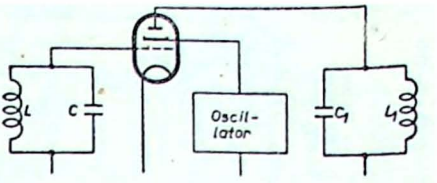


Abb. 212.
Anordnung zur multiplikativen Mischung

Röhren für multiplikative Mischung nennt man Hexoden, weil sie 6 Elektroden in ihrem Inneren enthalten. Um nämlich Rückwirkungen zwischen den beiden Steuergittern einerseits und zwischen Anode und Steuergitter anderseits zu vermeiden, muß man noch zwei Schirmgitter einfügen. Wir sehen in Abb. 213 die Schaltung einer Mischhexode. Auf die Kathode folgt zunächst das Steuergitter, dem die Eingangsfrequenz zugeführt wird. Dann sehen wir das erste Schirmgitter, das in bekannter Weise über einen Widerstand positive Gleichspannung erhält. Nun folgt das Oszillator-Mischgitter, dem die Oszillator-Wechselspannung zugeführt wird. Das Gitter erhält

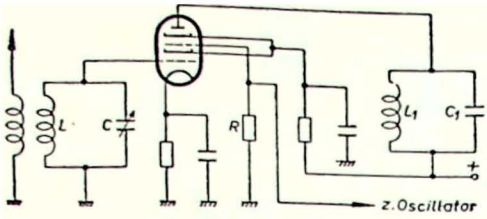


Abb. 213. Schaltung einer Mischhexode

eine Vorspannung über den Widerstand R. Schließlich sehen wir noch das zweite Schirmgitter, das dieselbe Gleichspannung wie das erste aufweist, und die Anode, die mit dem auf die Zwischenfrequenz abgestimmten Schwingungskreis L_1C_1 in Verbindung steht.

Die Hexode stellt eine der besten uns heute zur Verfügung stehenden Mischröhren dar. Man kam bald auf den Gedanken, das für die Erzeugung der Oszillatorschwingung erforderliche Röhrensystem mit in den Kolben der Hexode einzubauen. Für den später zu besprechenden Oszillator genügt ein einfaches Triodensystem, das in dem Glaskolben der Hexode leicht untergebracht werden kann.

Abb. 214 zeigt eine derartige Triode-Hexode. Das linke Röhrensystem verkörpert eine normale Hexode. Auf die Kathode folgt das Steuergitter für die Eingangsfrequenz, dann das erste Schirmgitter, das Mischgitter, das zweite Schirmgitter und die Anode. Das Mischgitter ist im Inneren der Röhre mit dem Steuergitter G_0 des Triodensystems für den Oszillator verbunden. Oberhalb dieses Steuergitters liegt die Anode des Oszillatorsystems (A_0). Im Kreis der Hauptanode liegt wie üblich der Zwischenfrequenzkreis L_1C_1.

Das Verbundröhrenprinzip hat noch zur Schaffung eines zweiten Mischröhrensystems geführt, das im wesentlichen aus einem Misch-Pentodensystem und einem Oszillator-Triodensystem besteht. Wir sehen in Abb. 215 den Aufbau dieser Röhre, die man „Oktode" nennt. Auf die gemeinsame Kathode folgt zunächst das Oszillator-Steuergitter G_0, dann die Oszillatoranode A_0. Daran schließt sich das erste Schirmgitter an, das zwischen der Oszillatoranode A_0 und dem folgenden Pentodensystem eine elektrische Trennung bewirkt. Auf dieses Schirmgitter folgt das Steuergitter, dem die Eingangsfrequenz zugeführt wird. Daran schließt sich das zweite

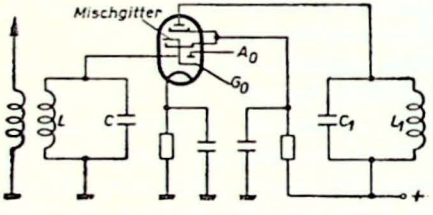


Abb. 214. Schaltung einer Triode-Hexode für Mischzwecke

Schirmgitter, entsprechend einer Pentode, an. Schließlich sehen wir noch das mit der Kathode verbundene Bremsgitter und die Hauptanode.

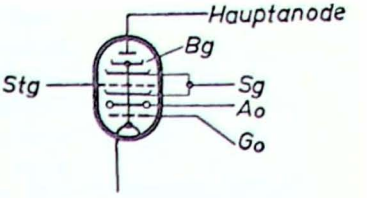


Abb. 215.
Schaltzeichen für eine Oktode

Die Mischung geschieht gegenüber der Hexode in etwas abweichender Form. Der zur Pentode gehörende Elektronenstrom ist nämlich derselbe Strom wie der des Triodensystems. Spannungsschwankungen am Steuergitter des Oszillatorsystems bewirken also auch eine Änderung des Elektronenstroms innerhalb des Pentodensystems, wodurch die Mischung in der Oktode gegeben ist. Deshalb entsteht in der Hauptanode die Zwischenfrequenz und kann dort an einem entsprechend abgestimmten Schwingungskreis abgenommen werden.

Die Oktode ist heute gegenüber der Hexode bzw. Hexoden-Triode gänzlich bedeutungslos geworden, weil sich insbesondere bei der Mischung im Kurzwellenbereich störende Erscheinungen zeigen. Wir werden darauf bei der Besprechung der Schwundregelung noch kurz zurückkommen.

Zum Schluß sei noch ein insbesondere in den Vereinigten Staaten gebräuchlicher Mischröhrentyp, der sog. Pentagrid-Converter, erwähnt. Die Elektrodenanordnung dieser Röhre unterscheidet sich von dem Aufbau der Oktode lediglich dadurch, daß das Bremsgitter fehlt. Schaltungsmäßig ergibt sich jedoch zwischen den beiden Mischröhrentypen kein Unterschied.

3. Der Oszillator

Der Oszillator hat die Aufgabe, die bereits auf Seite 269 erwähnte Hilfsspannung zur Steuerung der Mischröhre zu erzeugen. Es handelt sich also um einen kleinen Sender, der mit Hilfe einer Elektronenröhre Schwingungen von stets gleicher Größe und ganz bestimmter Frequenz erzeugen kann. Die nachstehend besprochenen Schaltungen kehren daher auch in der Sendertechnik wieder.

Die einfachste Schaltung sehen wir in Abb. 216. Dort ist eine Röhre V dargestellt, deren Gitter über den Widerstand R mit der Kathode verbunden ist. Weiterhin steht das Gitter mit einem Kondensator C_1 und einer Spule L_1 in Verbindung.

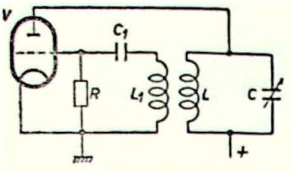


Abb. 216. Einfache Oszillatorschaltung

In der Anodenleitung liegt ein Schwingungskreis LC. Da die beiden Spulen gekoppelt sind, ist eine Beeinflussung zwischen Anodenkreis und Gitterkreis ohne weiteres möglich. Wir haben also eine normale Rückkopplungsschaltung vor uns, die wir in allen Einzelheiten bereits auf Seite 149 ff. besprochen haben. Die Rückkopplung muß hier jedoch fester eingestellt werden, als es z. B. für den Betrieb eines rückgekoppelten Audions erforderlich ist, denn wir wollen ja Schwingungen erzeugen. Man macht daher die Kopplung zwischen L und L_1 so fest, daß der Schwingungskreis LC kräftig schwingt. Die Spannungen an der Spule L_1 werden dann so groß, daß das Gitter gegenüber der Kathode während der positiven Halbwellen positiv wird. Infolgedessen fließt Gitterstrom. Wie wir schon auf Seite 119 bei der Besprechung des Audions gehört haben, wird der Kondensator C_1 durch diesen Gitterstrom negativ aufgeladen. Während der positiven Halbwellen fließt die Ladung des Kondensators über den Widerstand R immer wieder ab. Trotzdem wird sich eine mittlere Gittervorspannung U ausbilden, wie das in Abb. 217 dargestellt ist. Im Augenblick des Schwingungseinsatzes ist noch keine Vorspannung vorhanden. Erst nachdem die Schwingungen eingesetzt haben, bildet sich die Vorspannung im Verlauf einer bestimmten Anzahl von Schwingungsperioden zwischen Gitter und Kathode aus. Der Mittelwert dieser Vorspannung hängt natürlich einerseits von der Stärke des Gitterstroms, anderseits jedoch von der Größe des Widerstandes R ab. Wir sehen, daß man diese Vorgänge innerhalb gewisser Grenzen mit denen der Audiongleichrichtung vergleichen kann. Den Widerstand R wählt man im allgemeinen zu etwa 0,01 ... 0,2 Megohm, die Kapazität des Kondensators C_1 richtet sich nach der von dem Oszillator erzeugten Frequenz. Es sind Werte zwischen 50 und 500 Picofarad gebräuchlich.

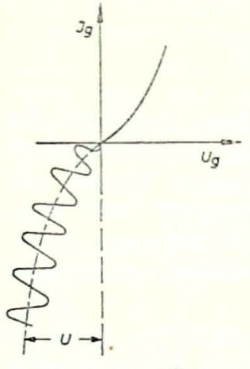


Abb. 217. Ausbildung einer negativen Gittervorspannung bei der Schaltung Abb. 216

Die Frequenz des Senders ist nur von der Induktivität der Spule L und der Kapazität des Kondensators C abhängig. Man kann daher durch eine zweckmäßige Wahl

dieser Größen jede beliebige Frequenz erzeugen.

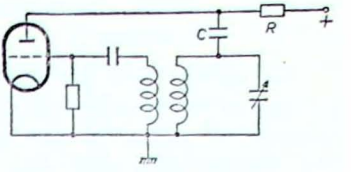


Abb. 218. Andere Schaltung eines Oszillators

Es gibt außerordentlich viele Oszillatorschaltungen, die jedoch stets auf derselben Grundlage beruhen. Mitunter ist es z. B. unerwünscht, daß die Anodengleichspannung mit dem Schwingungskreis in Verbindung steht. In diesem Fall kann man zu einer Schaltung nach Abb. 218 greifen, die man in Rundfunkempfängern sehr oft antrifft. Das untere Ende des Schwingungskreises steht hier mit der Kathode in Verbindung, was für die Wirkungsweise des Senders vollkommen belanglos ist. Die Anodengleichspannung wird über den Widerstand R zugeführt, während die wechselstrommäßige Verbindung zwischen Anode und dem oberen Punkt des Schwingungskreises durch den Kondensator C herbeigeführt wird. Elektrisch gesehen ist diese Schaltung jedoch nicht so günstig wie die Anordnung der Abb. 216. Der Widerstand R liegt nämlich für die Hochfrequenz zum Schwingungskreis praktisch parallel, denn man kann den Wechselstromwiderstand von C ebenso gut vernachlässigen wie den Wechselstromwiderstand der Gleichstromquelle. Infolgedessen wird der Schwingungskreis durch den Widerstand R nicht unwesentlich gedämpft, was in der Schaltung nach Abb. 216 natürlich nicht der Fall ist. Man darf daher den Widerstand R nicht zu klein machen. Im allgemeinen sind Werte von etwa 0,05 Megohm gebräuchlich.

Eine sehr beliebte und bekannte Oszillatorschaltung, die sog. Dreipunktschaltung, sehen wir in Abb. 219. Der Schwingungskreis ist an drei Punkten angeschlossen. Der untere Anschluß liegt über einen Kondensator C_1 am Gitter, der obere an der Anode. Die Anzapfung der Spule stellt den wechselstrommäßigen Nullpunkt dar. Dort wird die Anodengleichspannung zugeführt. Der Schwingungskreis ist also gewissermaßen in zwei Hälften gespalten; die obere gehört zum Anodenkreis, die untere zum Gitterkreis. Die Rückkopplung wird durch die Spule L bewirkt. Die Funktionen des Kondensators C_1 und des Widerstandes R sind uns schon

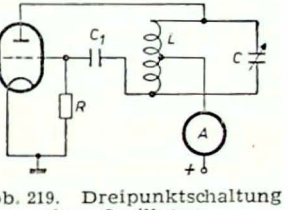


Abb. 219. Dreipunktschaltung eines Oszillators

bekannt. Auch kapazitive Spannungsteilung ist möglich („Colpits-Schaltung").

Wir sehen, daß für die Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen verhältnismäßig einfache Schaltungen ausreichen. Sehr wichtig ist natürlich die richtige Bemessung der Schaltorgane. Der Sender soll nicht nur genügend große, sondern vor allen Dingen sehr frequenzkonstante Schwingungen erzeugen. Will man das erreichen, so darf die Rückkopplung nicht stärker sein, als es zum Erzeugen der Schwingungen unbedingt erforderlich ist. Auch die Größe des Gitterwiderstandes spielt in dieser Hinsicht eine erhebliche Rolle. Je größer er ist, um so stabiler ist nicht nur die Frequenz, sondern auch die Amplitude der Schwingung. Wer also Oszillatoren selber bauen will, muß sich diese Regeln merken. In unserem Buch „Radiopraxis für Alle" (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart) ist über den praktischen Aufbau der Oszillatoren und alle sonst damit zusammenhängenden schaltungstechnischen Fragen ausführlich gesprochen worden.

Wie erkennt man auf einfache Weise, ob ein Oszillator Schwingungen erzeugt? Am besten ist es, wenn man in die Anodengleichstromleitung ein Milliamperemeter schaltet, wie das in Abb. 219 angegeben ist. Wenn man nun den Anodengleichstrom während des Betriebes mißt und gleichzeitig den Schwingungskreis vorübergehend kurzschließt, so muß der Anodenstrom um einen bestimmten Wert ansteigen. Ist das nicht der Fall, so erzeugt der Sender keine Schwingungen. Die Erklärung für diese Erscheinung ist sehr einfach. Wenn Schwingungen erzeugt werden, bildet sich zwischen Gitter und Kathode, wie wir schon gehört haben, eine negative Spannung aus. Schließt man den Schwingungskreis kurz, so setzen die Schwingungen aus und die Vorspannung verschwindet. Infolgedessen muß der Anodenstrom im schwingenden Zustand wegen der dann vorhandenen negativen Vorspannung kleiner sein. Der Unterschied zwischen den Strömen bei schwingendem und nicht schwingendem Sender ist natürlich um so größer, je kräftiger die Schwingung ist. Um so mehr Vorspannung wird dann nämlich gebildet, um so kleiner ist daher der Anodenstrom.

Nachdem wir nun den Oszillator in seinen Einzelheiten kennengelernt haben, wollen wir sein Zusammenarbeiten mit der Mischstufe besprechen.

4. Der Gleichlauf

Wir verstehen jetzt die grundsätzliche Schaltung der Mischstufe einschließlich des Eingangskreises und des Oszillators in ihren Einzelheiten. In Abb. 220 sehen wir das vollständige Schaltbild einer Hexode-Triode, wie wir sie — allerdings ohne Oszillatorteil — schon in Abb. 214 kennengelernt haben. Auf den Eingangskreis LC wird die Spannung der Antenne in schon bekannter Weise induktiv gekoppelt. Der Oszillatorkreis L_2C_2 stellt in Verbindung mit dem Triodensystem der Mischröhre den eigentlichen Oszillator dar. Die Gittervorspannung für das Steuergitter der Mischröhre wird in ebenfalls bekannter Weise mit einem Kathodenwiderstand R_k erzeugt, der mit dem Kondensator C_k für Wechselspannungen überbrückt ist. Die Zwischenfrequenz entsteht in dem Schwingungskreis L_1C_1.

Die an sich verhältnismäßig einfache Schaltung enthält ein ziemlich schwieriges Problem. Wie wir gehört haben, müssen sowohl die Oszillator- als auch die Eingangsfrequenz stets so geändert werden, daß sich jeweils der richtige und vor allem gleichbleibende Wert der Zwischenfrequenz ergibt. Würde man nun den Schwingungskreis LC genau so aufbauen wie den Schwingungskreis L_2C_2, so ließe sich die obengenannte Forderung nicht erfüllen. Bekanntlich ändert sich die Eigenfrequenz eines Schwingungskreises mit der Größe des Schwingungskreiskondensators. Betrachten wir zunächst einmal den Eingangskreis. Er muß sich im Mittelwellenbereich zwischen den Frequenzen von 500 Kilohertz und 1500 Kilohertz durch den Drehkondensator C stetig verändern lassen. Das Frequenzverhältnis hat also einen Wert 1 : 3, an das man die Konstruktion des Drehkondensators, d. h. seinen größten und kleinsten Kapazitätswert, entsprechend anzupassen hat.

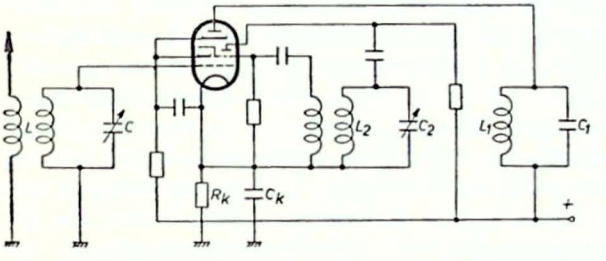


Abb. 220. Vollständiges Schaltbild für die Mischung mit einer Hexode-Triode

Wie steht es nun mit dem Oszillator-Schwingungskreis? Nehmen wir einmal eine Zwischenfrequenz von 400 Kilohertz an. Dann muß die Oszillatorfrequenz beim Empfang der tiefsten Eingangsfrequenz von 500 Kilohertz einen Wert von 500 + 400 = 900 Kilohertz, beim Empfang der höchsten Eingangsfrequenz von 1500 Kilohertz dagegen einen Wert von 1500 + 400 = 1900 Kilohertz aufweisen. Das entspricht jedoch nicht mehr einem Frequenzverhältnis von 1 : 3, sondern nur von 1 : 2,1. Die Oszillatorfrequenz darf sich deshalb beim Durchdrehen des Kondensators C_2 nicht so schnell ändern wie die Eigenfrequenz des Kreises LC. Man kann daher für C_2 nicht einfach denselben Drehkondensator verwenden wie für C; die Oszillatorfrequenz würde dann zu schnell wachsen, d. h. es würde sich beim Durchdrehen des Kondensators eine immer größere Zwischenfrequenz ergeben, was wir natürlich vermeiden wollen.

Um den für eine konstante Zwischenfrequenz unbedingt erforderlichen „Gleichlauf" zwischen den Kreisen LC und L_2C_2 herzustellen, gibt es grundsätzlich drei Wege. Der erste und zweifellos einfachste Weg setzt eine getrennte Bedienung der unter sich gleichen Drehkondensatoren C und C_2 voraus. Man wird in diesem Fall zuerst einen, danach den anderen Kondensator so einstellen, daß sich nicht nur der gewünschte Sender, sondern auch die richtige Zwischenfrequenz ergeben. Dieses Verfahren scheidet jedoch aus praktischen Gründen aus, denn man kann heute dem Rundfunkhörer die getrennte Bedienung von zwei Abstimmknöpfen nicht mehr zumuten.

Der zweite Weg wird vor allem in den Vereinigten Staaten beschritten. Man verwendet zwei ungleiche Drehkondensatoren, die miteinander durch eine gemeinsame Achse verbunden sind und daher mit einem Griff bedient werden können. Das Verhältnis zwischen kleinster und größter Kapazität von C_2 ist bei dieser Ausführung kleiner als das entsprechende Verhältnis für den Kondensator C. Außerdem hat man den Platten der Drehkondensatoren eine unterschiedliche Form gegeben, die eine stets gleich große Differenz zwischen Oszillator- und Eingangsfrequenz, also stets dieselbe Zwischenfrequenz, gewährleistet. Das setzt natürlich die Anfertigung von zwei verschiedenen Kondensatortypen voraus, womit eine komplizierte Fabrikation verbunden ist. Bei den in den Vereinigten Staaten üblichen Riesenauflagen von Radiogeräten spielt das jedoch in wirtschaftlicher Hinsicht keine be-

sondere Rolle. Anders liegen die Dinge in Europa, insbesondere in Deutschland, wo man den jetzt zu besprechenden dritten Weg zur Erzielung eines einwandfreien Gleichlaufs beschreiten muß.

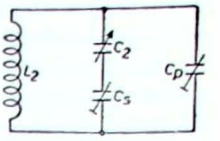


Abb. 221. Schaltung des Oszillatorkreises zur Erzwingung des Gleichlaufs

Man verwendet sowohl im Eingangs- als auch im Ausgangskreis genau gleiche Drehkondensatoren. Um trotzdem einen einwandfreien Gleichlauf zu erhalten, bedient man sich eines schaltungstechnischen Kunstgriffes. In Abb. 221 ist der Oszillatorkreis mit der Spule L_2 und dem Drehkondensator C_2 nochmals herausgezeichnet. In Reihe mit C_2 sehen wir jetzt jedoch einen Trimmer C_s, ein weiterer Trimmer C_p liegt parallel zur Spule L_2. Bekanntlich ist die Gesamtkapazität einer Reihenschaltung aus Kondensatoren kleiner als die kleinste der beiden Teilkapazitäten. Demnach begrenzt der Trimmer C_s die Gesamtkapazität nach oben. Nach unten dagegen ist sie vor allem durch die Anfangskapazität von C_2 bestimmt, bleibt also praktisch dieselbe wie bei fehlendem Trimmer C_s. Damit haben wir bereits erreicht, daß sich die gesamte Kapazität des Schwingungskreises bei vollständigem Durchdrehen von C_2 wesentlich weniger ändert als die Kapazität C des Eingangskreises. Der Parallel-Kondensator C_p hat darüber hinaus die Aufgabe, kleine Unstimmigkeiten an der oberen Frequenzgrenze zu korrigieren. Werden C_p und C_s sorgfältig eingestellt — ein Vorgang, den der Radiotechniker „Abgleichen" nennt —, so kann man ohne weiteres erreichen, daß sich unabhängig von der Frequenz des jeweils eingestellten Senders stets dieselbe Zwischenfrequenz ergibt. Ein absoluter Gleichlauf ist nach diesem Verfahren allerdings nicht möglich. Man kann jedoch die Fehler so klein halten, daß sie sich in der Praxis nicht störend bemerkbar machen.

In Abb. 220 wurde der Übersichtlichkeit halber nur ein einziger Wellenbereich angenommen. Will man mit einem Superhet auch andere Wellenbereiche, z. B. Kurzwellen oder Langwellen, empfangen, so muß man die Spulen umschalten, wie das bereits auf Seite 248 ausführlich beschrieben wurde. Bei einem Superhet genügt natürlich nicht nur die Umschaltung der Spulen des Eingangskreises, sondern es kommen noch die des Oszillatorkreises hinzu. Das bedeutet einen ziemlich verwickelten Wellenschalter. Die Einzelteilindustrie hat

sehr zweckmäßige Konstruktionen geschaffen, die praktisch allen Anforderungen gewachsen sind.

Das Gleichlaufproblem konnte früher nur unvollkommen gelöst werden, weil Drehkondensatoren der erforderlichen Präzision nicht zur Verfügung standen. Heute ist das jedoch der Fall.

Selbstverständlich muß der Gleichlauf auch bei einer anderen Mischschaltung hergestellt werden. Ist vor der Mischröhre noch eine Hochfrequenzverstärkerstufe mit zusätzlichem Schwingungskreis angeordnet, so muß man auch diese Stufe mit in den Gleichlauf einbeziehen. Nähere Angaben über die Praxis des Abgleichens sind in „Radiopraxis für Alle" (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart) zu finden.

5. Der Zwischenfrequenzverstärker

Die Schaltungstechnik des Zwischenfrequenzverstärkers ist besonders bei Rundfunkempfängern verhältnismäßig einfach. Es handelt sich um die Verstärkung eines außerordentlich schmalen und stets gleichbleibenden Frequenzbandes, das wegen der tonfrequenten Modulation, die von den Rundfunksendern geliefert wird, nicht breiter als etwa 9 Kilohertz zu sein braucht. Es darf sogar nicht breiter werden, weil sonst die Gefahr besteht, daß sich die einzelnen Rundfunksender stören. Darüber haben wir uns bereits auf Seite 198 unterhalten.

Um das Tonfrequenzband möglichst einwandfrei zu übertragen, verwendet man Resonanzverstärker mit Bandfiltern nach Abb. 222. Gewöhnlich bedient man sich der induktiven Kopplung, weil sie konstruktiv am einfachsten verwirklicht werden kann und zufriedenstellende Frequenzkurven liefert. Das erste Bandfilter liegt nach Abb. 222 zwischen der Mischröhre und der ersten Zwischenfrequenz-Verstärkerröhre. Das

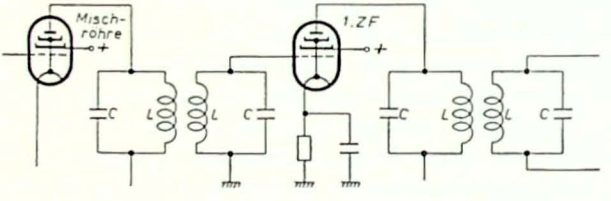


Abb. 222. Schaltung eines Zwischenfrequenzverstärkers

zweite Bandfilter liegt im Anodenkreis der ersten ZF-Stufe. Der Sekundärkreis des Bandfilters kann mit dem Eingang einer zweiten ZF-Stufe verbunden sein, wenn das im Interesse einer besonders hohen Verstärkung erforderlich sein sollte. Im allgemeinen findet man in den heutigen modernen Rundfunkempfängern jedoch nicht mehr als zwei Zwischenfrequenzstufen. Die modernen Pentoden werden auch gleichzeitig in den AM-FM-Empfängern (mit UKW-Teil) zur Verstärkung auf der zum UKW-Bereich gehörenden ZF benutzt und liefern eine völlig ausreichende Verstärkung.

An Stelle der induktiven Kopplung kann man natürlich auch eine kapazitive Kopplung vornehmen, die jedoch, wie schon erwähnt, nicht so gebräuchlich ist. Man muß dann jede induktive Kopplung durch sorgfältige gegenseitige Abschirmung der Spulen vermeiden. Die kapazitive Kopplung wird durch einen Kondensator bewirkt, der mit je einem Pol an die oberen Enden der Schwingkreise gelegt wird. Die Größe des Kopplungskondensators richtet sich nach dem Wert der verlangten Kopplung. Je größer die Kapazität gewählt wird, um so enger wird die Kopplung.

Da der ZF-Teil eines Superhets die Gesamttrennschärfe entscheidend bestimmt, empfiehlt sich mitunter die schon früher erwähnte veränderliche Kopplung, um das insgesamt durchgelassene Frequenzband breiter oder schmäler zu machen. Man kann dann den günstigsten Kompromiß zwischen höchster Trennschärfe und größter Wiedergabegüte wählen.

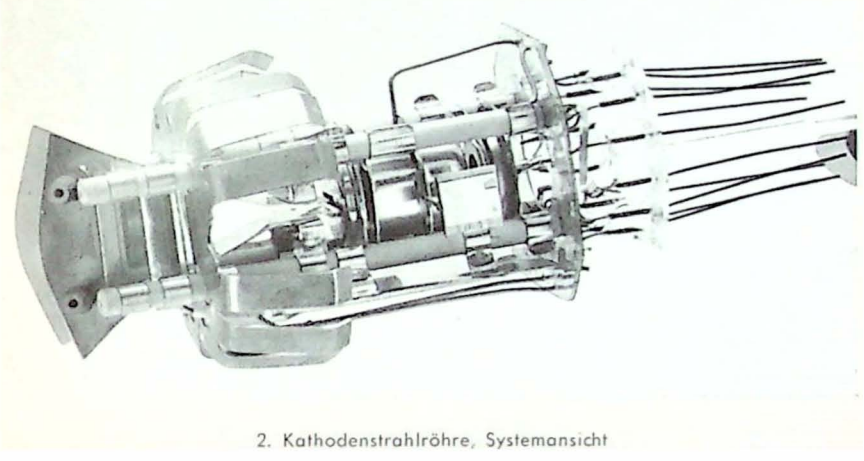
Daß die Schwingungskreise nur einmal eingestellt zu werden brauchen, wirkt sich natürlich nicht nur elektrisch, sondern auch konstruktiv sehr vorteilhaft aus. Im allgemeinen verzichtet man auf die Einstellung des Kondensators und verändert lediglich die Induktivität mit Hilfe eines mehr oder weniger tief in die Spulen tauchenden Eisenkerns. Dadurch werden die räumlichen Abmessungen eines Zwischenfrequenzfilters sehr klein. Die schon erwähnten Abb. 3—7, Tafel II, zeigen uns, wie solche ZF-Filter aussehen können. Vor allem im Rundfunkbetrieb kommt es darauf an, daß die Dämpfung der ZF-Kreise so klein wie möglich ist. Man erhält dadurch hohe Resonanzwiderstände, also große Verstärkungen, und außerdem gute und vor allem nicht zu breite Bandfilterkurven, was besonders im Hinblick auf die Trennschärfe wichtig ist. Man darf die Bandfilterkurve aber auch nicht zu schmal

machen, weil sonst die hohen Frequenzen der Seitenbänder nicht wiedergegeben werden. Das würde zu einer untragbaren Verfälschung des Toncharakters führen.

Wir müssen uns nun über die Größe der für die Praxis in Betracht kommenden Zwischenfrequenz unterhalten. Das Superhet-Prinzip läßt uns grundsätzlich freie Wahl, denn wir können durch entsprechende Bemessung der Oszillatorfrequenz jede beliebige Zwischenfrequenz einstellen. Indessen dürfen wir aus verschiedenen, jetzt zu besprechenden Gründen nicht eine beliebige Zwischenfrequenz verwenden.

Zunächst liegt der Gedanke nahe, die Zwischenfrequenz möglichst tief, z. B. 100 Kilohertz, zu machen. Bei diesem Wert erhalten wir mit Sicherheit auch bei Verwendung nicht sehr hochwertiger Kondensatoren und Spulen hohe Resonanzwiderstände und genügend schmale Bandfilterkurven, denn die Schwingungskreisverluste sind bei niedrigen Frequenzen nur gering. Indessen zeigt eine einfache Überlegung, daß wir mit einer so niedrigen Zwischenfrequenz nicht weit kommen. Nehmen wir an, wir wollen einen Sender mit einer Frequenz von 700 Kilohertz empfangen. Dann brauchen wir bei einer Zwischenfrequenz von 100 Kilohertz eine Oszillatorfrequenz von $700 + 100 = 800$ Kilohertz. Nun wird bei der Mischung als Zwischenfrequenz stets die Differenz zwischen Oszillator- und Eingangsfrequenz gebildet, wobei es gleichgültig ist, ob die Eingangs- oder die Oszillatorfrequenz einen größeren Wert hat. Deshalb würde in unserem Beispiel auch eine Eingangsfrequenz von 900 Kilohertz die Zwischenfrequenz von 100 Kilohertz bilden, denn die Oszillatorfrequenz beträgt 800 Kilohertz, so daß sich eine Differenz von $900 - 800 = 100$ Kilohertz ergibt. Es ist nun leicht möglich, daß die Empfangsantenne nicht nur die Spannung des gewünschten Senders von 700 Kilohertz, sondern auch die eines anderen Senders von 900 Kilohertz an den Empfängereingang liefert. Besitzt der Eingangskreis vor dem Gitter der Mischröhre eine genügend große Trennschärfe, so schadet das weiter nichts, weil sich nur die Spannung ausbilden kann, die zu 700 Kilohertz gehört. Die nicht gewünschte Spannung wird unterdrückt, weil der Eingangskreis auf die betreffende Frequenz überhaupt nicht abgestimmt ist. Leider reicht jedoch die Trennschärfe eines einzigen Kreises vor dem Gitter der Mischstufe nicht aus, um den Störsender zu unterdrücken, vor allem dann nicht, wenn die Spannung dieses Senders sehr groß ist. Infolgedessen wird

1. Kathodenstrahlröhre, Außenansicht



2. Kathodenstrahlröhre, Systemansicht

Richtfunkstation für den dm-Richtfunk. Die Vereisung schadet nichts!

nicht nur der gewünschte 700-Kilohertz-Sender, sondern auch die Station mit 900 Kilohertz zur gleichen Zeit eine Zwischenfrequenz von 100 Kilohertz hervorrufen, die der Zwischenfrequenzverstärker verarbeitet. Infolgedessen werden wir nicht nur einen, sondern zwei Sender auf einmal hören, was natürlich nicht tragbar ist.

Die störende Frequenz, die mit der Oszillatorfrequenz gleichzeitig die richtige Zwischenfrequenz bildet, nennt man Spiegelwelle oder Spiegelfrequenz. Liegen die Spiegelfrequenzen nun im Bereich starker Sender, so ist natürlich die Gefahr des Doppelempfangs besonders groß. Mit starken Sendern haben wir aber zu rechnen, wenn wir mit zu tiefen Oszillatorfrequenzen arbeiten.

Wir haben gesehen, daß der Abstand zwischen richtiger Eingangsfrequenz und Spiegelfrequenz dem doppelten Wert der Zwischenfrequenz entspricht. Betrachten wir nun einmal den Mittelwellenbereich von 500 bis 1500 Kilohertz. Die zugehörigen Spiegelfrequenzen liegen bei einer Zwischenfrequenz von 100 Kilohertz zwischen (500 + 200) = 700 und (1500 + 200) = 1700 Kilohertz, fallen also genau in das dicht besetzte Rundfunkwellenband. Anders liegen dagegen die Verhältnisse, wenn wir eine Zwischenfrequenz von 400 Kilohertz wählen. Dann bekommen wir Spiegelwellen, die zwischen (500 + 800) = 1300 und (1500 + 800) = 2300 Kilohertz liegen. In diesem Frequenzbereich arbeiten jedoch keine stärkeren Sender, so daß die Gefahr des Doppelempfangs nicht gegeben ist. Eine solche Zwischenfrequenz eignet sich also wesentlich besser. Der vor dem Gitter der Mischröhre befindliche Abstimmkreis, der sog. Vorkreis, braucht demnach keine besonders große Trennschärfe zu haben, so daß sich die Konstruktion wesentlich vereinfacht.

Noch ein anderes Moment ist bei der Wahl der Zwischenfrequenz von Bedeutung. Sie muß auf einer Welle liegen, auf der kein anderer starker Rundfunksender arbeitet. Die Langwellen reichen bekanntlich von 150 bis etwa 400 Kilohertz, während die Mittelwellen erst bei 500 Kilohertz anfangen. Auf den Frequenzen zwischen 400 und 500 Kilohertz arbeiten nur einige wenige kommerzielle Stationen, die noch dazu verhältnismäßig kleine Feldstärken liefern. Aus diesem Grunde legt man die Zwischenfrequenzen der modernen Überlagerungsempfänger in diesen Bereich, und zwar sind die Werte von etwa 450 bis 480 Kilohertz am gebräuchlichsten. Sollte in

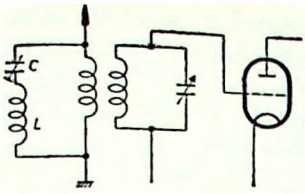


Abb. 223.
Zwischenfrequenz-Sperre

irgendeiner Gegend ein Sender mit einer dieser Frequenzen besonders stark in Erscheinung treten, so kann man durch eine geringfügige Änderung der Zwischenfrequenz leicht ausweichen.

Wenn auf der Zwischenfrequenz ein starker Sender arbeitet und trotz der anders abgestimmten Eingangskreise mit seiner Spannung am Gitter der Mischröhre wirksam wird, so wird die Frequenz im ZF-Verstärker ganz unabhängig von der jeweiligen Oszillatoreinstellung verstärkt werden. Man wird also diesen Sender „über die ganze Skala hinweg" hören, denn die Einstellung des Oszillators spielt dann ja überhaupt keine Rolle. Macht man also eine derartige Beobachtung, so kann man mit Sicherheit annehmen, daß ein Sender „auf der Zwischenfrequenz sitzt". Kann man sich durch das oben erwähnte Ausweichen nicht helfen, so gibt es noch ein anderes Mittel, um den störenden Sender auszuschalten. In Abb. 223 sehen wir den Eingangskreis eines Superhets mit der Antennenspule. Dieser Spule liegt ein Serien-Resonanzkreis LC parallel, der genau auf die Zwischenfrequenz abgestimmt ist. Wir wissen, daß ein solcher Kreis im Resonanzzustand als Kurzschluß wirkt. Infolgedessen wird die der Zwischenfrequenz entsprechende Spannung von dem Kreis LC praktisch kurzgeschlossen werden, so daß sie nicht mehr stört. Solche „Leitkreise" findet man in fast allen modernen Rundfunkgeräten, die nach dem Superhetprinzip arbeiten. Wenn die oben angedeutete unglückliche Konstellation nicht vorliegt, schadet der Leitkreis nichts, während er im anderen Fall die Störungsfrequenz so schwächt, daß sie im Empfänger nicht bemerkbar wird.

Würde man eine höhere Zwischenfrequenz als etwa 480 Kilohertz wählen, so käme man in das Gebiet der starken Sender. Aus diesem Grund bleibt man innerhalb des Bereiches von 450 ... 480 Kilohertz. Mit den heutigen modernen Mitteln kann man auch bei dieser Frequenz noch einen genügend großen Resonanzwiderstand erzielen, so daß sich insbesondere in Verbindung mit modernen Pentoden eine ausreichende ZF-Verstärkung ergibt. In früheren Jahren, als nur wenige und verhältnismäßig schwache Rundfunksender arbeiteten, verwendete man wesentlich tiefere Zwischenfrequenzen, die etwa bei 100 Kilohertz lagen. Trotzdem waren mindestens

zwei trennscharfe Vorkreise — man sagt auch „eine gute Vorselektion" — erforderlich, um keine Spiegelfrequenzstörungen zu erhalten.

Wir haben bisher angenommen, daß der Störsender auf der g e n a u e n Spiegelfrequenz arbeitet, einer Frequenz also, die genau um die doppelte Zwischenfrequenz größer ist als die zu empfangende Station. Dieser Fall ist jedoch in der Praxis selten gegeben; meistens stören solche Sender, die in der N ä h e der Spiegelfrequenz arbeiten. Nehmen wir einmal an, die zu empfangende Frequenz sei 700 Kilohertz, und ein Störsender arbeite auf einer Frequenz von 902 Kilohertz. Dann wird sich im Zwischenfrequenzverstärker bei einer Oszillatorfrequenz von 800 Kilohertz eine Zwischenfrequenz von 800 — 700 = 100 Kilohertz und eine zweite von 902 — 800 = 102 Kilohertz bilden. Beide Zwischenfrequenzen unterscheiden sich nur durch zwei Kilohertz. Wir haben nun denselben Fall wie bei einem rückgekoppelten Audion, das z. B. auf 602 Kilohertz schwingt und eine Frequenz von 600 Kilohertz von der Antenne zugeführt erhält. Das Ergebnis ist ein Pfeifton mit einer Frequenz von 2000 Hertz. Superhets, die eine der genauen Spiegelfrequenz benachbarte Welle zusätzlich empfangen, müssen also „pfeifen", was zum größten Leidwesen ihrer Besitzer auch tatsächlich der Fall ist. Allerdings zeigt sich diese störende Erscheinung nur bei sehr ungünstigen Verhältnissen und bei mangelnder Vorselektion, denn wenn die Gefahr der Spiegelfrequenzbildung von vornherein vermieden ist, fehlen ja auch die Voraussetzungen für das Pfeifen.

Leider können noch andere Umstände einen Superhet zum Pfeifen veranlassen. Selbst ein gutkonstruierter Oszillator liefert niemals eine absolut sinusförmige Schwingung. Sie enthält also Oberwellen. Diese Oberwellen können unter Umständen mit den Eingangsfrequenzen oder auch mit den Oberwellen von Eingangsfrequenzen Differenzfrequenzen bilden, die ungefähr dem Wert der Zwischenfrequenz entsprechen. Auch das führt natürlich zu Doppelempfang oder zu störenden Pfeiftönen. Weiterhin ist es bei unsachgemäßer Konstruktion möglich, daß in den Zwischenfrequenzverstärkern Verzerrungen auftreten. Die Folge davon sind Oberwellen der Zwischenfrequenz, die auf irgendeinem Wege auf den Empfängereingang rückgekoppelt werden und sich dort mit der Frequenz des Oszillators oder einer seiner Oberwellen mischen. Natürlich können auch hierbei störende Pfeiftöne hervorgerufen

werden. Es gibt also zahllose Möglichkeiten, die aus einem guten Rundfunkempfänger ein pfeifendes Gerät machen. Nur dem geschickten Konstrukteur gelingt daher der Bau eines wirklich einwandfreien Überlagerungsempfängers, und der Rundfunkbastler sollte sich an diese Dinge nur dann heranwagen, wenn er entweder schon über größere Erfahrungen verfügt oder unsere „Radiopraxis für Alle" (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart) zu Rate zieht.

6. Die Schaltungstechnik des Superhets

Nicht nur das Überlagerungsprinzip als solches, sondern auch die Vielzahl der in einem Superhet vorkommenden Stufen bieten außerordentlich viel Schaltmöglichkeiten. Um uns einen Überblick zu verschaffen, betrachten wir den grundsätzlichen Aufbau von Überlagerungsempfängern wiederum an Hand von Blockschaltungen. Die Anordnung eines ausgesprochenen Großsuperhets sehen wir in Abb. 224. Als erstes ist eine Vorstufe angedeutet, die aus einem Eingangskreis, einer Hochfrequenzverstärkerröhre und einem zweiten Schwingungskreis bestehen kann, der beispielsweise im Anodenkreis der Röhre liegt. Die beiden Schwingungskreise liefern zusammen bereits eine Trennschärfe, die im Hinblick auf Spiegelfrequenzbildung auch den schärfsten Anforderungen gerecht wird.

Auf die Vorstufe folgt die Mischstufe, die unter Umständen unmittelbar mit dem Oszillator verbunden ist. Das trifft z. B. bei Verwendung einer Triode-Hexode oder einer Oktode zu. Man findet jedoch auch Schaltungen, die über einen getrennten Oszillator verfügen. Als Mischröhre dient dann gewöhnlich eine einfache Hexode.

An die Mischstufe schließt sich der Zwischenfrequenzverstärker an. Es wurde schon erwähnt, daß man mit einer ZF-

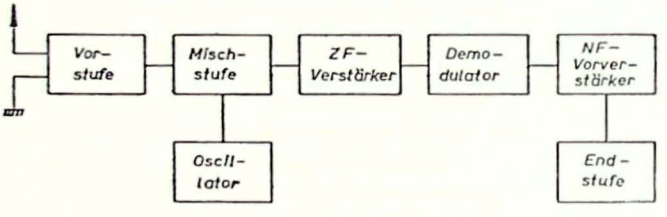


Abb. 224. Blockschaltung eines Großsuperhets

Röhre in den meisten Fällen auskommt. Die von dieser Stufe erzeugte Spannung reicht in den meisten Fällen zur Aussteuerung eines Dioden-Gleichrichters vollkommen aus. Wir finden daher in den modernen Großsuperhets fast nur Dioden zur Demodulation, denn ein Audion oder ein Anodengleichrichter würde von den starken Zwischenfrequenzspannungen restlos übersteuert werden.

Auf den Demodulator folgt ein Niederfrequenz-Verstärker, der eine genügend große Spannung zur Aussteuerung der folgenden Endröhre liefert. Diese Vorverstärkerstufe ist vor allem dann nicht erforderlich, wenn die Endröhre eine genügend große Steilheit besitzt, sich also schon mit verhältnismäßig kleinen Gitterwechselspannungen zufrieden gibt. Kennzeichnend für den Großsuperhet sind außerdem qualitativ hervorragende Lautsprecher, auf die wir im nächsten Kapitel noch zu sprechen kommen.

Die in Abb. 224 angedeutete Zusammenstellung kehrt in jedem modernen Großsuper wieder. Dabei wird ausgiebig von der Anwendung des Verbundröhrenprinzips Gebrauch gemacht. In der Mischstufe finden wir vor allem kombinierte Röhren für die Mischung und die Erzeugung der Hilfsschwingung (Triode-Hexode). Der Demodulator wird mitunter mit dem Zwischenfrequenzteil in einer Verbundröhre kombiniert, die wir in Abb. 196, Seite 255, in Form der Pentode-Diode kennengelernt haben. Man findet jedoch auch getrennte Pentoden im Zwischenfrequenzteil. Ist eine Niederfrequenz-Vorstufe erforderlich, so wird diese oft mit dem Demodulator in einer Triode-Diode (siehe Seite 254) kombiniert. Auch gibt es Verbundröhren, die den Demodulator und das Endsystem in einem Röhrenkolben umfassen und natürlich auch in Geradeausschaltungen angewendet werden. Die Möglichkeiten der Ausgestaltung von Großsuperhets sind also sehr zahlreich, insbesondere nachdem die Industrie die verschiedensten Einzelteile zur Verfügung stellt.

Die nächste Stufe ist der sogenannte Mittelsuper. Er verzichtet in fast allen Fällen auf eine Vorstufe und besitzt nur einen einfachen abstimmbaren Vorkreis, der unmittelbar mit der Antenne gekoppelt ist. Die Ausgestaltung der Mischstufe, des Oszillators, des Zwischenfrequenzverstärkers und des Demodulators unterscheidet sich gewöhnlich nicht von der Ausgestaltung der entsprechenden Stufen in einem Großsuperhet. Lediglich der Niederfrequenzteil ist meist etwas weniger

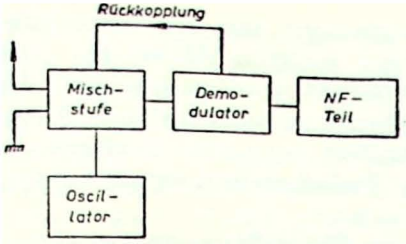


Abb. 225. Blockschaltung eines Kleinsuperhets

sorgfältig ausgebildet, was natürlich einen kleineren Aufwand und damit einen kleineren Preis bedeutet.

Die Leistungsfähigkeit eines modernen Großsuperhets genügt auch den verwöhntesten Ansprüchen. Er gestattet die Aufnahme der schwächsten Fernsender, und seine Empfindlichkeit ist nicht so sehr durch die Größe der Antennenspannung des betreffenden Senders, als vielmehr durch die unvermeidlichen atmosphärischen und maschinellen Störungen bestimmt. Auf dieses Problem werden wir noch später zu sprechen kommen. Auch der Mittelsuper schöpft im allgemeinen alle Empfangsmöglichkeiten aus.

Der jetzt zu besprechende Kleinsuper erfordert einen wesentlich geringeren schaltungstechnischen Aufwand, hat dafür aber auch eine bedeutend kleinere Leistungsfähigkeit. Er besteht nach Abb. 225 lediglich aus einer Mischstufe mit Oszillator, einem Demodulator und dem Niederfrequenzteil. Der Demodulator wird rückgekoppelt. Wir bekommen also ein Schaltbild nach Abb. 226. Eine Triode-Hexode dient zur Mischung und zur Erzeugung der Oszillatorschwingung in der schon besprochenen Weise. Im Anodenkreis der Mischröhre liegt eine Spule L, die mit der Spule L_1 gekoppelt ist. Diese Spule ist mit dem Kondensator C auf die Zwischenfrequenz abgestimmt. Die Spannung des Schwingungskreises wird einer als Audion geschalteten Röhre V zugeführt. Eine Rückkopplung von der Anode dieser Röhre auf die Spule L_1 bewirkt eine starke Entdämpfung des Zwischenfrequenzkreises, wo-

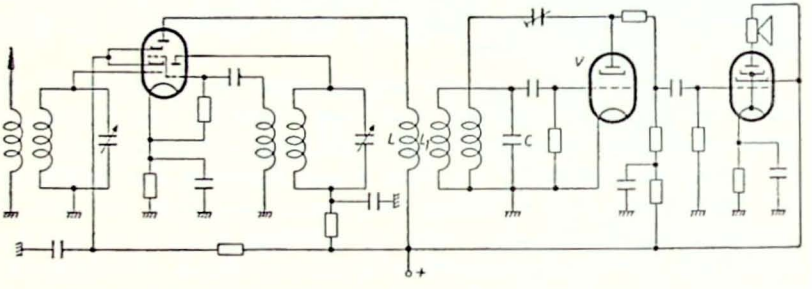


Abb. 226. Schaltbild eines Kleinsuperhets

durch die Empfindlichkeit bekanntlich stark erhöht wird. Die demodulierte Niederfrequenzspannung wird dem Gitter der Endröhre zugeführt. Es ergibt sich also eine verhältnismäßig einfache Schaltung mit nur 3 Röhren, die natürlich niemals dieselbe Trennschärfe wie ein Großsuper oder ein Mittelsuper aufweisen wird. Sie hat etwa die Leistung eines Zweikreisers. Die Endröhre muß eine ziemlich große Steilheit haben, damit sie vom Audion ohne weiteres ausgesteuert werden kann.

Der Kleinsuper hat in Form des sogenannten „Einbereichsupers" seit langem, allerdings nur in Bastlerkreisen, Eingang gefunden. Diese Schaltung ist dadurch gekennzeichnet, daß ein abstimmbarer Eingangskreis gänzlich fehlt. An seine Stelle tritt ein Tiefpaß, der sämtliche Frequenzen unterhalb 1500 Kilohertz, also unterhalb des kurzwelligen Endes des Mittelwellenbandes, durchläßt. Sämtliche Frequenzen oberhalb 1500 Kilohertz werden dagegen gesperrt. Wir sehen die Schaltung des Einbereichsupers in Abb. 227, und zwar nur den Eingangsteil mit dem Gitter der Mischröhre. Die Schaltung des Oszillators, des Demodulators und der Niederfrequenzstufe entspricht genau dem Schaltbild Abb. 226.

Der Einbereichsuper ist durch eine sehr hohe Zwischenfrequenz von etwa 1600 Kilohertz gekennzeichnet. Das hat den Vorteil, daß man durch eine verhältnismäßig kleine Frequenzänderung des Oszillators den gesamten Lang- und Mittelwellenbereich ohne Spulenumschaltung bestreichen kann. Nachdem die Oszillatorfrequenz der Summe aus Eingangs- und Zwischenfrequenz entspricht, bekommen wir in unserem Fall als tiefste Oszillatorfrequenz den Wert von 1600 + 150 = 1750 Kilohertz, als höchste Oszillatorfrequenz dagegen den Wert von 1600 + 1500 = 3100 Kilohertz. Ändern wir daher die Oszillatorfrequenz von 1750 bis 3100 Kilohertz, was einem

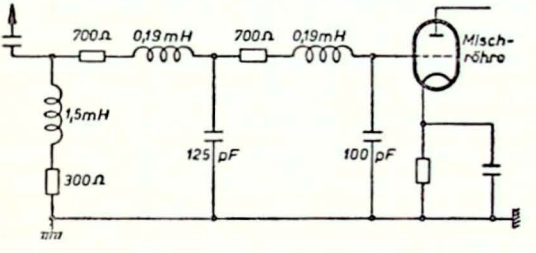


Abb. 227. Eingangsfilter beim Einbereichsuper

Verhältnis von nur etwa 1 : 1,8 entspricht, so können wir lückenlos die Eingangsfrequenzen von 150 Kilohertz bis 1500 Kilohertz ohne Spulenumschaltung bestreichen. Die Frequenzänderung von nur 1 : 1,8 ist natürlich mit Leichtigkeit mittels gewöhnlicher Drehkondensatoren zu erreichen. Die Schaltung ist daher außerordentlich bestechend, insbesondere da man einen abstimmbaren Eingangskreis sparen kann. Er wird durch das schon weiter oben erwähnte Filter vor dem Gitter der Mischröhre ersetzt, dessen Daten in Abb. 227 eingetragen sind. Solch ein Filter ist allerdings nicht gerade als ideal zu bezeichnen, denn es stellt auch für die tiefen Frequenzen einen gewissen Widerstand dar, was sich in einer Empfindlichkeitsverringerung des ganzen Gerätes äußert. Anderseits sperrt auch das beste Filter die hohen Frequenzen niemals vollständig. Das kann im Hinblick auf die eventuelle Spiegelwellenbildung unangenehme Folgen haben. Man macht daher vom Prinzip des Einbereichsupers nur dann Gebrauch, wenn es auf äußerste Billigkeit bei nicht zu großen Ansprüchen ankommt.

Zum Schluß unserer Ausführungen wollen wir je einen typischen Vertreter der Großsuper und der Kleinsuper besprechen. Bei dem Großsuper handelt es sich um einen Vierröhrenempfänger. Das Schaltbild des Gerätes sehen wir in Abb. 228. Wir wollen es nicht in allen Einzelheiten erörtern, weil es noch viel Dinge enthält, deren richtiges Verständnis die Kenntnis des Inhalts späterer Kapitel voraussetzt. Es genügt, wenn wir den grundsätzlichen Aufbau verstehen.

Zunächst ist zu erkennen, daß dem Gerät eine Hochfrequenz-Vorstufe fehlt. Trotzdem kann es als Großsuper bezeichnet werden. Was weiterhin auffällt, sind die zahlreichen Eingangs- und Oszillatorkreise, die vor allem den Kurzwellenbereich von 13 bis 52 m in insgesamt drei Einzelbereiche aufteilen. Die Mischstufe besteht aus einer Hexode-Triode ECH81, deren Schaltung uns in ihren Grundzügen bereits bekannt ist. Mit Hilfe eines ziemlich komplizierten Wellenschaltermechanismus kann jeweils der gewünschte Bereich eingestellt werden. Im Anodenkreis der Mischröhre liegt das erste Zwischenfrequenzfilter, dessen Sekundärkreis mit dem Gitter der folgenden Zwischenfrequenzverstärkerröhre EF 89 verbunden ist. Im Anodenkreis dieser Röhre finden wir das zweite Zwischenfrequenzfilter, dessen Sekundärseite in der Mitte angezapft und mit der rechten Diode der Endröhre EBL1 verbunden ist.

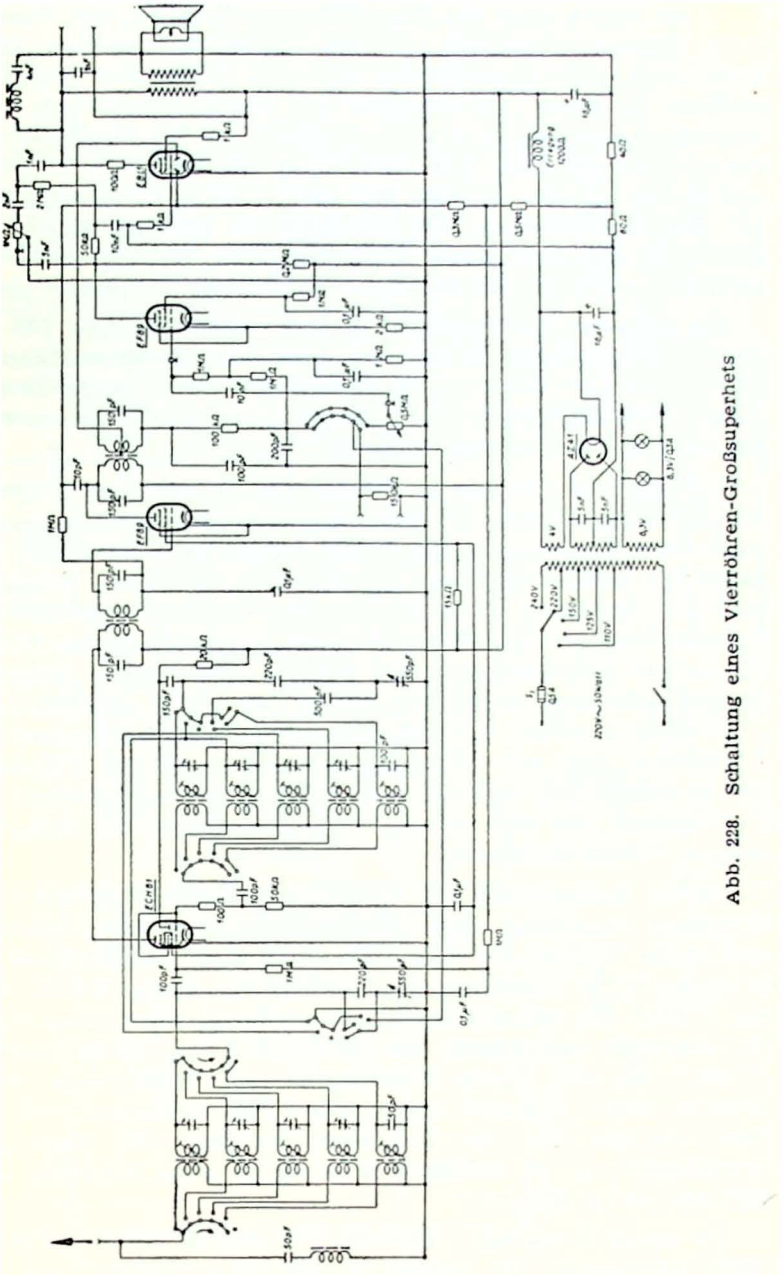


Abb. 228. Schaltung eines Vierröhren-Großsuperhets

In dieser Diode wird die Demodulation bewirkt; die demodulierte Spannung gelangt auf das Gitter der zweiten Röhre EF89. Dort wird sie verstärkt und dem Gitter der EBL 1 zugeführt, in deren Anodenkreis der transformatorisch angekoppelte Lautsprecher liegt. Das Gerät ist für Wechselstromanschluß eingerichtet. Die Bedeutung der vielen Widerstände und Kondensatoren werden wir dann richtig verstehen, wenn wir die Ausführungen des 12. Kapitels gelesen haben. Das Schaltbild soll nur einen Überblick über die grundsätzliche Anordnung der Stufen in einem modernen Großsuper geben.

Ein typischer Kleinsuper ist in dem Schaltbild Abb. 229 dargestellt. Dieses Gerät verfügt nur über eine Verbundröhre, die UCH81, die als Misch- und Oszillatorröhre (Triode-Hexode) arbeitet. Die übrigen beiden Röhren enthalten in ihrem Inneren lediglich ein Elektrodensystem.

Das Gerät ist für Lang-, Mittel- und Kurzwellen eingerichtet und besitzt daher im Eingangskreis drei hintereinandergeschaltete Spulen, die mit Hilfe eines Wellenschalters umgeschaltet werden können. Im übrigen enthalten Eingangskreis und Oszillator keine Besonderheiten. Die Primärseite des Zwischenfrequenz-Bandfilters liegt im Anodenkreis der UCH81, die an der Sekundärseite des Filters auftretende Zwischenfrequenzspannung wird dem Gitter der UF80 zugeführt, die als Audion arbeitet. Wir erkennen den Gitterwiderstand von 1 Megohm und den Gitterkondensator von 100 Picofarad. Die Rückkopplung erfolgt mit Hilfe des Kondensators von 75 Picofarad und des unteren Teils der Spule des sekundärseitigen Bandfilterkreises.

Die im Anodenkreis des Audions auftretende demodulierte Spannung wird über einen Kondensator von 5000 Picofarad und einen Widerstand von 1000 Ohm dem Steuergitter der Endröhre UL84 zugeleitet. Im Anodenkreis dieser Röhre sehen wir wieder den transformatorisch angekoppelten Lautsprecher. Die zwischen der Anode der UF80 und der UL84 liegende „Kette", die aus einem Widerstand von 3 Megohm, einem weiteren von 1 Megohm und einem Kondensator von 100 Picofarad besteht, hat eine besondere Aufgabe, die sogenannte Gegenkopplung, zu erfüllen. Wir hören auch hierüber noch Näheres im 12. Kapitel.

Die neuen Empfänger besitzen bekanntlich einen UKW-Bereich, empfangen also sowohl amplitudenmodulierte als auch

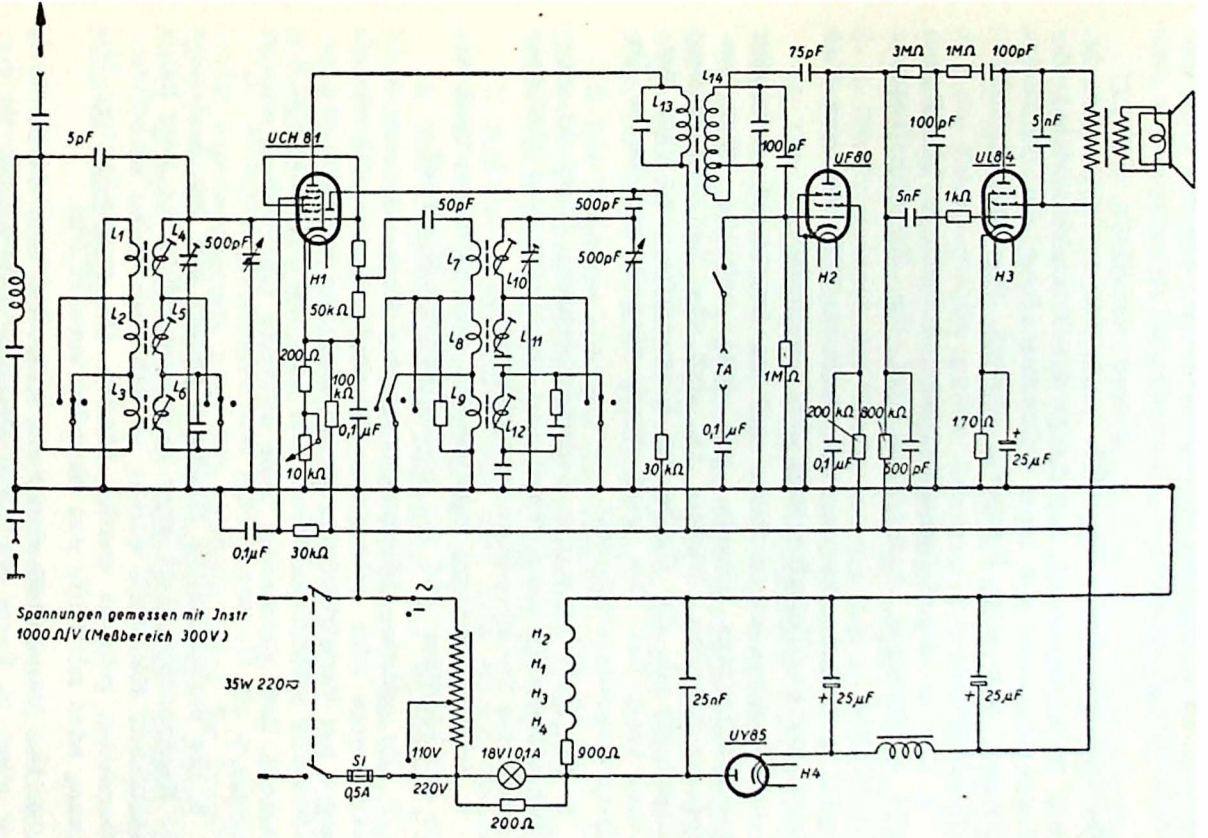


Abb. 229. Schaltung eines Kleinsuperhets

frequenzmodulierte Sender (AM-FM-Empfänger). Näheres hierüber ist in unserem Buch „UKW-FM“ (Franckh'sche Verlagshandlung) zu finden.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Beim Superhet wird durch das Zusammenwirken der Eingangsfrequenz und einer Hilfsschwingung, der Oszillatorfrequenz, eine neue Frequenz erzeugt, die man Zwischenfrequenz nennt.

2. Die in der Eingangsfrequenz enthaltene Modulation wird vollkommen naturgetreu auf die Zwischenfrequenz übertragen.

3. Die Zwischenfrequenz ist stets die Differenz aus Eingangs- und Oszillatorfrequenz oder umgekehrt.

4. Durch passende Wahl der im Empfänger erzeugten Oszillatorfrequenz können wir jede beliebige Zwischenfrequenz erhalten. Wichtig ist, daß die Zwischenfrequenz unabhängig von der Größe der Eingangsfrequenz stets denselben Wert hat. Das wird durch eine entsprechende Oszillatorfrequenz ermöglicht.

5. Die stets konstante Zwischenfrequenz führt zu einer gleichmäßigen Empfindlichkeit und zu einem sehr einfachen Aufbau des Zwischenfrequenzverstärkers.

6. Bei der Mischung unterscheidet man zwischen zwei Arten, der additiven und der multiplikativen Mischung.

7. Die additive Mischung setzt das Vorhandensein einer gekrümmten oder geknickten Kennlinie voraus. Die Schaltungen zur Verwirklichung dieser Mischung bedienen sich gewöhnlicher Elektronenröhren. Die additive Mischung hat den Nachteil, daß gleichzeitig viele störende Oberwellen erzeugt werden.

8. Die multiplikative Mischung beruht auf der Änderung der Kennliniensteilheit einer Elektronenröhre. Sie setzt keine gekrümmte Kennlinie voraus, so daß auch keine schädlichen Oberwellen gebildet werden können. Die multiplikative Mischung wird mit Hilfe von Hexoden verwirklicht.

9. Das Verbundröhrenprinzip findet bei den Mischröhren vor allem in Form der Triode-Hexode Anwendung. Es gibt jedoch auch getrennte Mischröhren und getrennte Oszillatoren.

10. Außer der Triode-Hexode gibt es für die multiplikative Mischung noch die Oktode und den Pentagrid-Converter. Beide sind in europäischen Empfängern heute bedeutungslos.

11. Der Oszillator besteht aus einem rückgekoppelten Schwingungskreis und einer normalen Triode. Es gibt verschiedene Oszillatorschaltungen, die jedoch stets auf demselben Prinzip beruhen.

12. Der Oszillator soll nur so stark rückgekoppelt werden, daß die Schwingungen gerade einsetzen. Stärkere Rückkopplung führt zu schädlicher Oberwellenbildung.

13. Oszillatorkreis und Eingangskreis müssen gleichlaufen, d. h. die Frequenzen der Kreise müssen sich so ändern, daß die entstehende Zwischenfrequenz stets denselben Wert behält.

14. Der Gleichlauf kann durch verschiedene Drehkondensatoren im Eingangs- und Oszillatorkreis erzwungen werden.

15. Die meisten abgestimmten Schwingungskreise enthält der Zwischenfrequenzverstärker. Um das gesamte Tonfrequenzband einwandfrei durchzulassen, braucht man Bandfilter, die meist induktiv gekoppelt sind.

16. Die Wahl der richtigen Zwischenfrequenz ist durch die Spiegelfrequenzen bestimmt. Im allgemeinen verwendet man heute Werte zwischen 450 und 480 Kilohertz, bei FM 10,8 MHz.

17. Auf der Zwischenfrequenz darf kein starker Sender arbeiten, damit Störungen vermieden werden.

18. Das Superhetprinzip begünstigt das Entstehen von Pfeiftönen, die je nach Lage der Frequenzen die verschiedensten Ursachen haben können.

19. In der Praxis unterscheidet man zwischen Großsuper, Mittelsuper und Kleinsuper.

20. Während Großsuper und Mittelsuper als die qualitativ besten Empfangsgeräte nach dem heutigen Stand der Technik zu bezeichnen sind, bildet der Kleinsuper einen verhältnismäßig billigen, jedoch nicht sehr leistungsfähigen Empfänger.

Neuntes Radio-Quiz:

1. In einem Superhetempfänger ist die Modulation der hochfrequenten Senderspannung enthalten in
   a) der Oszillatorfrequenz,

b) nur der Zwischenfrequenz,
c) der Zwischenfrequenz und der Eingangsfrequenz.

2. Die Mischröhre hat die Aufgabe
a) die Oszillatorfrequenz mit der Eingangsfrequenz zu mischen,
b) die Oszillatorfrequenz zu erzeugen,
c) für den Gleichlauf zu sorgen.

3. Die Zwischenfrequenz ist bestimmt durch
a) die Daten der Mischröhre,
b) die Daten des Zwischenfrequenz-Schwingungskreises,
c) die Größe der Eingangs- und Oszillatorfrequenz.

4. Der Vorteil eines Superhets liegt vor allem in
a) der besseren Tonwiedergabe,
b) der gleichmäßigen Empfindlichkeit und dem einfachen Aufbau der Zwischenfrequenzkreise,
c) der billigeren Herstellung.

5. In einem Superhet findet man Drehkondensatoren
a) im Zwischenfrequenzverstärker,
b) im Oszillator und im Eingangskreis,
c) nur im Eingangskreis.

6. Die Zwischenfrequenz ändert sich bei der Abstimmung eines Superhets
a) überhaupt nicht,
b) mit der Größe der Oszillatorfrequenz,
c) mit der Größe der Eingangsfrequenz.

7. Die additive Mischung zeichnet sich aus durch
a) die Verwendung einfacher Elektronenröhren,
b) große Oberwellenfreiheit,
c) große Trennschärfe.

8. Die additive Mischung ist durchführbar unter Verwendung von
a) frequenzabhängigen Gliedern, z. B. Schwingungskreisen,
b) Röhren mit gekrümmten Kennlinien,
c) Hexoden.

9. Die multiplikative Mischung zeichnet sich aus durch
a) große Oberwellenfreiheit,
b) Verwendung einfacher Elektronenröhren,
c) tiefe Tonwiedergabe.

10. Die additive Mischung kann verwirklicht werden durch
    a) Trioden,
    b) Schwingungskreise,
    c) Oktoden und Hexoden.

11. In den modernen Mischstufen finden am meisten Verwendung
    a) Oktoden,
    b) Trioden-Hexoden,
    c) Pentoden.

12. Der Oszillator hat die Aufgabe,
    a) den Gleichlauf im Superhet herzustellen,
    b) die Mischung zu bewirken,
    c) eine hochfrequente Hilfsschwingung zu erzeugen.

13. Die Schaltung des Oszillators
    a) bestimmt die Frequenz der erzeugten Schwingungen,
    b) hat auf die Frequenz keinen nennenswerten Einfluß,
    c) beeinflußt die Schaltung der Zwischenfrequenzstufen.

14. Die Rückkopplung in einem Oszillator soll
    a) so stark wie möglich sein,
    b) so groß sein, daß gerade noch keine Schwingungen einsetzen können,
    c) so groß sein, daß die Schwingungserzeugung ohne Oberwellenbildung möglich ist.

15. Wenn ein mit Gitterwiderstand versehener Oszillator schwingt, so erkennt man das richtige Arbeiten durch Beobachten des Anodenstroms. Dieser Strom soll beim Kurzschließen des Schwingungskreises
    a) gleich groß bleiben,
    b) kleiner werden,
    c) größer werden.

16. Der Gleichlauf zwischen Eingangskreis und Oszillatorkreis kann bewirkt werden durch
    a) eine Änderung der Mischröhrensteilheit,
    b) Maßnahmen an den Kondensatoren der Schwingungskreise,
    c) Korrekturen am Zwischenfrequenzkreis.

17. Die meisten Schwingungskreise findet man in einem Superhet
    a) in der Vorstufe,
    b) im Oszillator,
    c) im Zwischenfrequenzteil.

18. Der Zwischenfrequenzverstärker ist
    a) ein Resonanzverstärker,
    b) ein apericdischer Verstärker,
    c) eine Mischung aus Resonanz- und aperiodischem Verstärker.

19. Spiegelwellen sind
    a) störende Oberwellen des Oszillators,
    b) Eingangsfrequenzen, die nicht empfangen werden sollen, jedoch mit der Oszillatorfrequenz die richtige Zwischenfrequenz bilden,
    c) Pfeiftöne.

20. Besonders große Leistungsunterschiede zeigen sich zwischen
    a) Großsuper und Mittelsuper,
    b) Mittelsuper und Kleinsuper,
    c) Einbereichsuper und Kleinsuper.

10. Kapitel: Elektro-Akustik

Die Entwicklung der besten elektrischen Radioschaltungen mit größter Empfangsempfindlichkeit hätte keinen Zweck, wenn nicht gleichzeitig gute Wiedergabeorgane in Form von Lautsprechern oder Kopfhörern zur Verfügung stehen würden. Dasselbe gilt auch von den Mikrofonen, die die Schallschwingungen in elektrische Spannungen umzuformen haben. Die moderne Technik stellt heute sowohl akustische Aufnahme- als auch Wiedergabeorgane in großer Auswahl und mit vorzüglicher Leistung zur Verfügung. Darüber hinaus hat sich im Laufe der Zeit eine eigene elektroakustische Technik ausgebildet, die sich mit der „Konservierung" von Schallschwingungen unter Zuhilfenahme von elektrischen Hilfsmitteln befaßt. Der älteste Zweig ist die Schallplattentechnik, der jüngste die Magnettontechnik, die sich besonders in den letzten Jahren sehr stark entwickelt hat. Diesen hochinteressanten Fragen ist unser Buch „Tonaufnahme für Alle" gewidmet (Franckh'sche Verlagshandlung), in dem man alles Wissenswerte über Theorie und Praxis von Magnetton- und Schallplattengeräten findet.

Ein vom gleichen Verfasser im gleichen Verlag erschienenes Werk „Elektroakustik für Alle" befaßt sich ausführlich mit den in diesem Kapitel nur kurz behandelten Problemen. Es enthält auch viele Selbstbauanleitungen.

1. Mikrofone

Über den Zweck der Mikrofone haben wir bereits auf den ersten Seiten dieses Buches gesprochen. Das Mikrofon hat die Aufgabe, die von einer Schallquelle, z. B. einem Musikinstrument oder dem menschlichen Kehlkopf, herrührenden Schallschwingungen in elektrische Spannungen zu verwandeln. Das einfachste Verfahren haben wir schon auf Seite 28 in Abb. 10 kennengelernt. Das dort beschriebene Kohlekörner- oder Kontaktmikrofon ist zwar außerordentlich einfach gebaut, hat jedoch in der Praxis schwerwiegende Nachteile. Die Widerstandsänderung, die unter dem Einfluß der Schallwellen zwischen den Kohlekörnern auftritt, folgt nämlich nicht genau den Feinheiten der Tonkurve. Unter Umstän-

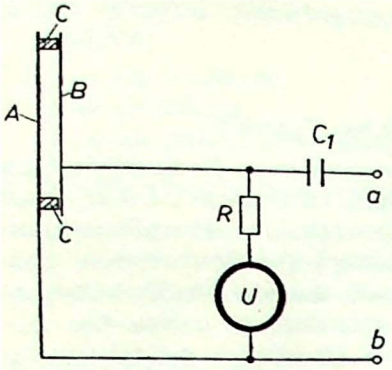


Abb. 230. Zur Wirkungsweise des Kondensatormikrofons

den werden bestimmte Frequenzen benachteiligt, andere wieder bevorzugt. Es kann sogar so weit kommen, daß neue Frequenzen erzeugt werden, die in den Schallwellen überhaupt nicht enthalten sind. Wir wollen jedoch eine möglichst naturgetreue Umformung des Schalles in elektrische Spannungen. Dieser Forderung genügt das Kohlekörner-Mikrofon im allgemeinen nicht, so daß man sich frühzeitig nach anderen Einrichtungen umgesehen hat.

Am besten arbeitet zweifellos das Kondensatormikrofon, dessen Wirkungsweise aus Abb. 230 hervorgeht. Es besteht im wesentlichen aus einer festen Platte A und einer sehr dünnen und leicht durchbiegbaren Membran B, die in geringem Abstand der Platte A gegenübersteht. Beide Platten sind durch Zwischenstücke C voneinander isoliert. Man verbindet nun die Platte B mit einem Widerstand R, dessen unteres Ende an dem einen Pol einer Gleichstromquelle U liegt. Der andere Pol dieser Stromquelle ist mit der Platte A verbunden. Die Platten A und B bilden zusammen einen Kondensator, der von der Stromquelle U über den Widerstand R aufgeladen wird.

Treffen nun Schallschwingungen auf die dünne Membran B, so beginnt diese mehr oder weniger stark zu vibrieren. Das ist gleichbedeutend mit kleinen Änderungen des Abstandes zwischen B und A, so daß sich die Kapazität dieses Kondensators im Rhythmus der Schallwellen ändert. Die kleinen Kapazitätsschwankungen führen natürlich auch zu Stromschwankungen im Ladekreis und damit zu Spannungsschwankungen an dem Widerstand R. Wird beispielsweise die Kapazität in einem kleinen Zeitaugenblick durch Verkleinern des Abstandes zwischen A und B vergrößert, so muß die Stromquelle U Elektronen in die jetzt größere Kapazität liefern. Wird die Kapazität in einem bestimmten Zeitaugenblick kleiner, so fließt ein Teil der Elektronen in umgekehrter Richtung zur Stromquelle zurück. Die Vibrationen der Membran B erzeugen also letzten Endes einen Wechsel-

strom und damit einen Wechselspannungsabfall am Widerstand R, der genau dem zeitlichen Verlauf der auf die Membran B treffenden Schallschwingungen entspricht. Will man die an R auftretende Gleichspannung vollkommen ausschalten, so kann man einen Kondensator C_1 vorsehen, der lediglich die Wechselspannungen durchläßt. An den Klemmen a und b der Abb. 230 läßt sich nun die reine tonfrequente Wechselspannung abnehmen.

Die von einem solchen Kondensatormikrofon gelieferten Wechselspannungen spiegeln sehr genau den Kurvenverlauf der Schallschwingung wider, was dem Mikrofon eine außerordentlich große Bedeutung verschafft hat. Außerdem ist die abgegebene Wechselspannung an R in weiten Grenzen von der Frequenz der Schallwellen unabhängig. Im allgemeinen lassen sich z. B. Töne mit einer Frequenz von 50 Hertz genauso gut übertragen wie Schallschwingungen bis zu 10 000 Hertz. Allerdings ist die von einem Kondensatormikrofon gelieferte Wechselspannung außerordentlich klein, so daß sie mit Hilfe von geeigneten Verstärkern erst heraufgesetzt werden muß, bevor man sie zur Modulation eines Senders oder zur Lautsprecherwiedergabe heranziehen kann.

Der Widerstand R muß verhältnismäßig groß sein, damit der schwache, durch das Kondensatormikrofon fließende Wechselstrom eine nicht allzu kleine Spannung an R hervorruft. Würde man nun die Verbindungsleitungen zwischen den Klemmen a und b und dem Verstärkereingang sehr lang machen, so wäre diese Leitung gegenüber äußeren elektrischen und magnetischen Feldern außerordentlich empfindlich. Befindet sich z. B. eine wechselstromführende Leitung in der Nähe des Verbindungskabels, so würde diese durch Induktion Spannungen erzeugen, die von dem verhältnismäßig großen Widerstand R nicht kurzgeschlossen werden könnten. Die Folge davon wäre die Überlagerung einer Störspannung, die beispielsweise in einem Lautsprecher ein kräftiges Brummen hervorrufen würde. Deshalb baut man gewöhnlich die zwei ersten Verstärkerröhren unmittelbar mit dem Kondensatormikrofon in einem runden Zylinder ein, so daß sich z. B. eine äußere Form nach Abb. 1, Tafel VII, ergibt.

Ein ebenfalls sehr hochwertiges Mikrofon ist das sogenannte Bändchenmikrofon. Man verwendet einen starken Elektromagneten, der nach Abb. 231 aus einem Eisenkern S und den beiden Spulen L_1 und L_2 besteht. Durch diese Spu-

len wird von der Stromquelle U ein Gleichstrom geschickt, der ein starkes Magnetfeld im Luftspalt des Eisenkerns hervorruft. In diesem Luftspalt ist nun ein kleines Bändchen B aufgehängt, das durch eine geeignete Konstruktion den Schallwellen ausgesetzt werden kann. Beginnt das Bändchen unter dem Einfluß der Schallwellen zu schwingen, so kommt es einmal in den Bereich etwas stärkerer und dann wieder in den Bereich etwas schwächerer Magnetfelder. Das Bändchen ist also einer Magnetfeldänderung ausgesetzt, so daß an seinen Enden nach dem Induktionsgesetz eine Wechselspannung auftreten muß. Es ist verständlich, daß diese Wechselspannung genau der Frequenz der auf das Bändchen treffenden Schallschwingungen entspricht. Man kann daher an den Klemmen a und b die Wechselspannung abnehmen. Sie ist ebenso wie beim Kondensatormikrofon außerordentlich klein. Wie wir später sehen werden, ist das Bändchenmikrofon gewissermaßen die Umkehrung des dynamischen Lautsprechers, denn es beruht auf demselben Prinzip. Während man jedoch dem Lautsprecher elektrische Leistung zuführen muß, um Schallwellen zu erhalten, muß man dem Bändchenmikrofon Schallenergie zuführen, um elektrische Leistung zu bekommen.

Ein Mikrofontyp, der besonders in letzter Zeit gut durchgebildet wurde und sich steigender Beliebtheit erfreut, ist das Kristallmikrofon. Bei seiner Besprechung lernen wir einen neuen elektrischen Effekt kennen, der schon um die Jahrhundertwende von dem französischen Physiker Curie entdeckt wurde. Wenn man einen Kristall aus Quarz oder Seignettesalz durch Schallwellen erschüttert, führt er mechanische Schwingungen aus, die sich durch rhythmisches Zusammenziehen und Ausdehnen des Kristalls in seiner Längs- oder auch in seiner Querrichtung äußern. Ist das der Fall, so bildet sich gleichzeitig an den Kanten des Kristalls eine elektrische Spannung, die genau die Frequenz der mechanischen Erregung aufweist. Man spricht von „Piezoelektrizität" und bezeichnet die Erscheinung als „piezoelektrischen Effekt". Man kann die Vorgänge auch umkehren, indem man an den mechanisch in Ruhe befindlichen Kristall eine Wechselspannung bestimm-

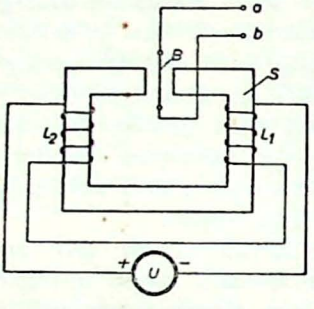


Abb. 231. Anordnung des Bändchenmikrofons

ter Frequenz anschließt. Der Kristall gerät dann in mechanische Schwingungen mit der Frequenz der angeschlossenen Wechselspannung. Dieser piezoelektrische Effekt findet, nebenbei bemerkt, große Anwendungsgebiete in der Elektro- und Radiotechnik. So kann man ihn zur Resonanzanzeige ausnutzen, denn jeder Quarzkristall hat eine von seinen Abmessungen abhängige, sehr ausgeprägte mechanische Eigenresonanz. Erregt man nun den Quarz mit einer Wechselspannung, deren Frequenz mit der Eigenfrequenz des Quarzes übereinstimmt, so gerät der Kristall in außerordentlich starke Schwingungen, was sich nach außen durch ein starkes Aufleuchten des Kristalls bemerkbar macht.

Schwingende Quarze finden außerdem ein großes Anwendungsgebiet in der Ultraschalltechnik, weil sie nicht nur im Tonfrequenzbereich, sondern auch im Hochfrequenzbereich Schwingungen vollführen. Man kann einen solchen Quarzkristall ohne weiteres als Schwingkreis in eine beliebige elektrische Anordnung schalten.

Wir sehen, daß sich der Piezoeffekt für den Bau eines auf diesem Prinzip beruhenden Mikrofons vorzüglich eignet. Man braucht lediglich eine dünne Quarzplatte durch Schall zu mechanischen Schwingungen zu erregen; dann entstehen an den Enden des Kristalls elektrische Spannungen, die den Schallschwingungen genau folgen. Nach diesem Prinzip sind die verschiedensten Kristallmikrofone mit ausgezeichneten Eigenschaften gebaut worden. Der Aufbau weicht aus technischen Gründen von der beschriebenen grundsätzlichen Anordnung in verschiedener Hinsicht ab, besonders wenn man Kristallmikrofonen bestimmte Eigenschaften verleihen will. Sie zeichnen sich durch sehr geringe räumliche Abmessungen aus, so daß sie zum Beispiel als Armband- oder Knopflochmikrofone für Reportagezwecke Anwendung gefunden haben.

Es gibt noch einige Spezialkonstruktionen, die wir hier jedoch übergehen wollen, weil sie ohne größere Bedeutung sind.

2. Lautsprecher und Kopfhörer

Vom Prinzip des Kopfhörers war ebenfalls bereits auf den ersten Seiten dieses Buches (siehe Seite 29) die Rede. Wir erinnern uns an Abb. 10, die bereits die wesentlichen Merkmale eines Kopfhörers enthält. Man unterscheidet zwischen einem einfachen und einem doppelten Kopfhörer. In Abb. 2,

Tafel IV, sehen wir die Ansicht des jedem Radiohörer von früher her bekannten doppelten Kopfhörers. Die Magnetspulen bestehen aus sehr dünnem Draht von wenigen Hundertstel Millimeter Durchmesser, der Gleichstromwiderstand der Spulen liegt zwischen 1000 und 2000 Ohm. Für bestimmte Zwecke, z. B. für den Telefonverkehr, kommen aber auch Spulen mit kleineren Widerstandswerten zur Anwendung. So haben z. B. die Telefonhörer des normalen Fernsprechnetzes Widerstände von etwa 200 Ohm. Moderne Kopfhörer haben sehr kleine Abmessungen und Gewichte; die Systeme lassen sich teilweise in den Gehörgang einführen (s. Abb. 8 und 10, Tafel IV).

Lautsprecher sind wichtige Bestandteile moderner Radioapparate. Man hat sich große Mühe mit der Entwicklung brauchbarer Einrichtungen gegeben, da der Rundfunkhörer die Güte eines Radioempfängers vor allem nach der Qualität der Tonwiedergabe beurteilt. Den älteren unter unseren Lesern sind sicher noch die sogenannten Trichterlautsprecher bekannt. Man verwendete zu Beginn der Entwicklung einfach die Muschel eines Kopfhörers, die man hinter einen mehr oder weniger schön geformten metallischen Trichter setzte. Der von der Membran ausgehende Schall wurde auf diese Weise gebündelt und verstärkt, so daß sich ein — allerdings außerordentlich unvollkommener — Lautsprecher ergab. In Abb. 232 ist die Skizze einer solchen Einrichtung wiedergegeben.

Der nächste Schritt bestand darin, die schallabstrahlende Fläche der Membran zu vergrößern. Zu diesem Zweck verwendete man einen U-förmigen Elektromagneten nach Abb. 233, zwischen dessen Polen ein dünnes Eisenblättchen angeordnet war. Mit Hilfe eines mechanischen Hebelwerkes wurden die Schwingungen dieses Blättchens auf eine großflächige, konisch zulaufende Papiermembran übertragen, die ihrerseits als Schallstrahler wirkte. Die Verbesserung gegenüber dem Trichterlautsprecher war ganz gewaltig. Der dumpfe und verzerrte Ton der Trichterlautsprecher ist ein typisches Kennzeichen für störende Resonanzen. Die großflächige Papiermembran ist jedoch weitgehend von diesen Erscheinun-

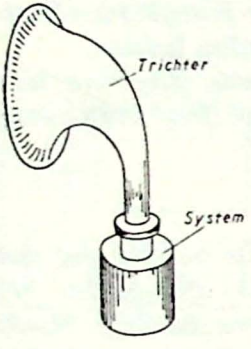


Abb. 232. Trichterlautsprecher

gen frei, so daß die Tonwiedergabe der beschriebenen „elektromagnetischen Lautsprecher" lange Jahre zufriedenstellte. Der in Abb. 233 wiedergegebenen Anordnung haften jedoch immer noch erhebliche Nachteile an. Man ging daher schon frühzeitig zu einer Konstruktion nach Abb. 234 über, die ebenfalls aus einem Elektromagneten und einem freischwingenden Eisenstab besteht. Dieser befindet sich jedoch nicht mehr zwischen den Polen des Elektromagneten wie in Abb. 233, sondern dicht vor den Polen. Gerät nun der Stab unter dem Einfluß des magnetischen Wechselfeldes in mechanische Schwingungen, so verbleibt er im wesentlichen immer im Bereich eines gleich starken Magnetfeldes, was bei einer Anordnung nach Abb. 233 nicht der Fall ist. Das Magnetfeld ist nämlich in unmittelbarer Nähe der Magnetpole wesentlich stärker als in der Mitte. Es leuchtet ein, daß diese Tatsache zu einer unterschiedlichen Wiedergabe der Schallamplitude und damit zu Verzerrungen führen muß. Diese störenden Erscheinungen sind bei einer Anordnung nach Abb. 234 erheblich geringer, so daß sich ein solcher „Freischwinger" schnell durchsetzen konnte. Heute findet er sich allerdings nur noch in älteren Vorkriegsgeräten; industriell wird dieser Typ nicht mehr auf den Markt gebracht.

Auch die Tonwiedergabe eines Freischwingers genügte den immer weiter wachsenden Ansprüchen der Rundfunkhörer auf die Dauer nicht. Man fand jedoch bald eine wesentliche Verbesserung in Form des sogenannten dynamischen Lautsprechers, der bei zweckmäßiger Konstruktion auch den höchsten Ansprüchen gerecht wird und heute in jedem modernen und leistungsfähigen Rundfunkempfänger anzutreffen ist.

Das Prinzip ist einfach zu verstehen und stellt im wesent-

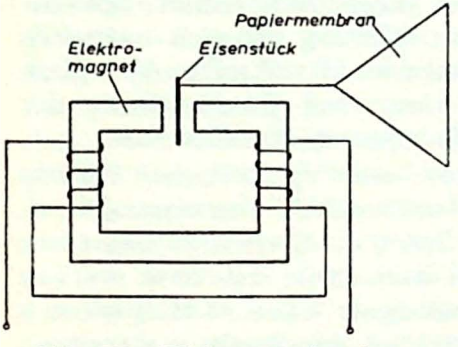


Abb. 233. Wirkungsweise des elektromagnetischen Lautsprechers

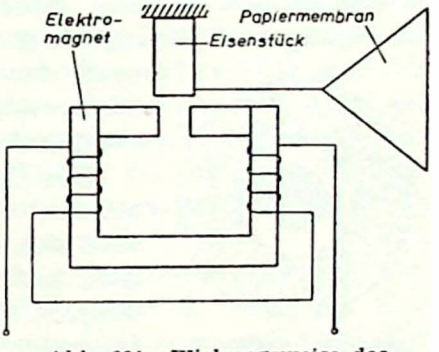


Abb. 234. Wirkungsweise des Freischwingers

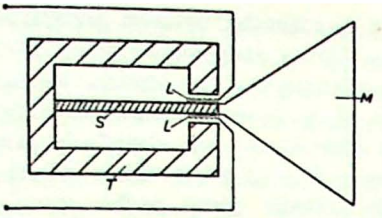


Abb. 235. Schnitt durch einen dynamischen Lautsprecher

lichen die Umkehrung des Bändchenmikrofons dar. Man verwendet einen topfförmigen Eisenkörper T nach Abb. 235, in dessen Achse ein Eisenstift S angebracht ist. Da der Topf Zylinderform hat, ergibt sich ein ringförmiger Luftspalt nach Abb. 236. In diesem Luftspalt sitzt nun, sehr beweglich gelagert, eine Spule L, deren Anschlüsse nach außen geführt sind. Der Trägerkörper dieser Spule, der frei im Luftspalt schwebt, ist mit einer großflächigen Papiermembran M verbunden.

Der Eisenkörper T muß in Verbindung mit dem Stift S einen starken Magneten bilden. Man kann das einmal dadurch erreichen, daß man den Stab mit einer gleichstromdurchflossenen Spule umgibt. Dann bildet sich ein starkes Magnetfeld aus, das vorzugsweise im Luftspalt zur Geltung kommt. Im Laufe der letzten Jahrzehnte hat man jedoch sehr hochwertige Magnetstähle und Sondermassen (z. B. „Ticonal" bzw. „Ferroxdure") herstellen können. Auf diese Weise kann man sich die erwähnte Spule, die sog. Erregerspule, sparen. Lautsprecher mit Erregerspule werden als elektrodynamisch, Lautsprecher mit Dauermagnet dagegen als permanentdynamisch bezeichnet.

Legt man nun an die Enden der Spule eine tonfrequente Wechselspannung, so wird auf die einzelnen Spulenwindungen eine mechanische Kraft in Richtung der Spulenachse ausgeübt. Wird das Feld z. B. schwächer, so wird die Spule weniger weit als bei starkem Magnetfeld in den Luftspalt gezogen. Wechselströme werden daher zu einer dauernden Spulenbewegung in Richtung ihrer Achse führen, die sich natürlich auch der Membran M mitteilt. Auf diese Weise erzielt man eine Umwandlung der elektrischen Energie in Schallwellen.

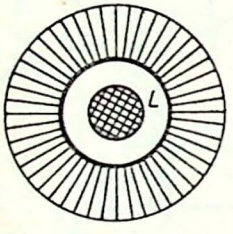


Abb. 236. Luftspalt (in Wirklichkeit viel kleiner)

Das beschriebene dynamische Prinzip arbeitet außerordentlich verzerrungsfrei, weil sich die Spule L überhaupt nicht aus dem Luftspalt und daher aus dem starken Magnetfeld bewegen kann. Infolgedessen folgt der Ausschlag der Spule stets genau den angelegten elektrischen Wechselspan-

nungen. Ein weiterer Vorzug ist darin zu sehen, daß ein sehr großer Teil der elektrischen Energie in Schalleistung umgesetzt wird. Man erzielt also mit dynamischen Lautsprechern verhältnismäßig gute Wirkungsgrade im Vergleich zu den vorher besprochenen Systemen. Absolut gesehen ist allerdings der Wirkungsgrad gering. Er liegt meist bei 5% und erreicht nur in Sonderfällen Werte von etwa 10%.

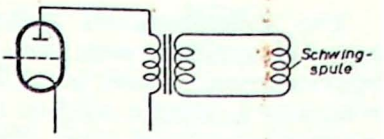


Abb. 237.
Anpassung der Schwingspule an die Endröhre über einen Transformator

Von großer Bedeutung ist die Ausgestaltung der Membran M. Je stärker sie schwingt, um so kräftiger ist natürlich auch der abgegebene Ton. Bisher hat man eine gleichmäßig strahlende Membran nicht finden können. Man hat daher Lautsprecher mit kleinen und großen Membranen gebaut und bezeichnet die erstgenannte Ausführung als Hochton-, die zweitgenannte dagegen als Tieftonlautsprecher. In besonders hochwertigen Radioapparaten verwendet man beide Systeme, so daß sowohl die hohen als auch die tiefen Töne gut abgestrahlt werden. Auf die Entwicklung, vor allem auch auf die theoretische Durchforschung des komplizierten Gebiets der mechanischen Membranschwingungen hat man sehr große Sorgfalt verwendet. Die richtige Ausgestaltung der Membran ist nicht nur für den Frequenzgang des Lautsprechers, sondern auch für dessen Wirkungsgrad von entscheidender Bedeutung. Nicht nur die Größe, sondern auch die Halterung der Membran ist von Wichtigkeit. Jedoch sind alles dies Sonderfragen, deren Besprechung hier zu weit führen würde.

Der Widerstand der im Luftspalt befindlichen Wicklung, die man auch Schwingspule nennt, hat — rein elektrisch gesehen — keine große Bedeutung. Man kann also die Wicklung entweder hoch- oder niederohmig machen und muß bei der Anschaltung der Spule an die Endröhre nur beachten, daß Innenwiderstand und Schwingspulenwiderstand in ungefähr derselben Größenordnung liegen. Ist das nicht der Fall, so läßt sich mit Hilfe eines Transformators nach Abb. 237 die richtige Anpassung ohne weiteres herstellen.

Die Industrie hat unzählig viele Ausführungsformen von Lautsprechern entwickelt. In Abb. 2, Tafel X, sehen wir eine moderne dynamische Lautsprecherkombination mit zwei dynamischen Hochtonsystemen („super-high-fidelity“).

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß man auch Lautsprecher nach dem elektrostatischen und piezoelektrischen Prinzip bauen kann. Der elektrostatische Lautsprecher entspricht in seinem Aufbau ziemlich genau dem des Kondensatormikrofons nach Abb. 230, nur mit dem Unterschied, daß die Kondensatorplatten wesentlich größer sind. Man schließt an die beiden Platten die Wechselspannung, die beispielsweise von einer Endröhre stammt, nach Abb. 238 über einen Transformator an. In Reihe mit dem elektrostatischen Lautsprecher und der Sekundärseite des Transformators liegt eine Gleichspannung U, die vorhanden sein muß, damit die Verzerrungen durch die zweite Oberwelle gering bleiben. Leider sind die Ergebnisse mit diesen Anordnungen nicht restlos zufriedenstellend, obwohl man die verschiedensten Konstruktionen ausprobiert hat.

Der piezoelektrische Lautsprecher hat eine etwas größere Bedeutung erlangt. Er arbeitet in der umgekehrten Weise wie das Kristallmikrofon, besteht also nach Abb. 239 im wesentlichen aus einer dünnen Quarzplatte Q, die an ihren Kanten Elektroden E besitzt. Die Spannung zur Anregung des Kristalls kann wie in Abb. 238 über einen Transformator zugeführt werden. Dieser sogenannte Kristall-Lautsprecher bevorzugt leider die hohen Töne sehr stark und gibt die tiefen Frequenzen nur unvollkommen wieder, so daß er die Qualität des dynamischen Lautsprechers keineswegs erreicht. Deshalb verwendet man ihn nur dann, wenn es auf große Billigkeit ankommt.

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß man in Fällen, wo es auf eine besonders hochwertige Wiedergabe ankommt, von Lautsprecherkombinationen Gebrauch macht. Wir erwähnten bereits die gleichzeitige Verwendung von Hoch- und Tieftonlautsprechern. Weiterhin hat man mit dem sogenannten 3D-System für eine gleichmäßige Abstrahlung des Schalles nach allen Raumrichtungen gesorgt, indem man im Gehäuse des Empfängers Lautsprecher in allen möglichen Schallrichtungen (seitlich, nach oben, rückwärts usw.) anbringt. Man spricht vom „räumlichen" Klang und hat dieses System mit viel Propaganda eingeführt. Von nennenswerten Verbesserungen oder gar von einem plastischen Effekt (Stereophonie) kann keine Rede sein. Indessen sind die allgemeinen elektroakustischen Fortschritte unbestritten, so daß das Schlagwort „high fidelity" (Hohe Klangtreue) durchaus berechtigt ist.

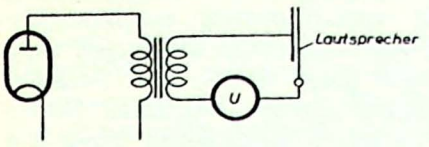


Abb. 238. Zur Wirkungsweise des elektrostatischen Lautsprechers

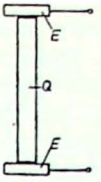


Abb. 239. Zur Wirkungsweise des piezoelektrischen Lautsprechers

3. Tonabnehmer

Die Schallplattentechnik hat an sich mit der Radiotechnik nichts zu tun. Trotzdem interessiert sie in diesem Zusammenhang, weil ihre Entwicklung erst unter Zuhilfenahme moderner Röhrenverstärker möglich wurde. Die ersten Grammophon-Apparate, die sogenannten Phonographen, bedienten sich bei der Schallaufzeichnung und Schallwiedergabe rein mechanischer Verfahren. Die Sprache wurde mit einem großen Trichter aufgenommen, dessen Ende mit einer Membran abgeschlossen war. An der Membran war ein Stift befestigt, der die Tonspur in eine Wachsplatte schnitt. Die Wiedergabe geschah in umgekehrter Reihenfolge, d. h. die Wachsplatte wurde mit einem Stift abgetastet, der seine Schwingungen über die Membran auf die Luftsäule des Trichters übertrug. Dieses Verfahren besaß erhebliche Mängel, vor allem deshalb, weil verhältnismäßig große Membranen und Trichter störende Resonanzerscheinungen zeigen.

Die zunehmende Entwicklung der Röhrenverstärker wies andere Wege. Man verwendet heute zur Aufnahme von Schallplatten eine Einrichtung, deren Prinzip in Abb. 240 skizziert ist. Wir sehen dort einen kleinen Elektromagneten E, in dessen Spulen der aufzunehmende Tonfrequenzstrom fließt. Zwischen den Polen des Magneten ist die Schneidnadel S elastisch aufgehängt. Sie gerät unter dem Einfluß des magnetischen Wechselfeldes in Schwingungen und ist so in der Lage, die gewünschte Tonspur in die Platte zu ritzen. Da man heute die Spannungen eines Mikrofons beliebig verstärken

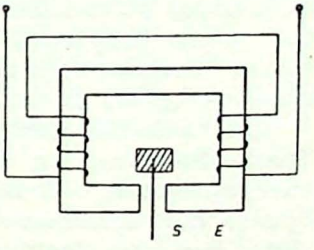


Abb. 240. Aufbau einer elektromagnetischen Schneidvorrichtung für Schallplatten

kann, lassen sich kräftige Schwingungen des Schreibstiftes erzeugen. Außerdem sind die schwingenden mechanischen Massen sehr gering, so daß mit störenden Resonanzlagen nicht zu rechnen ist. Man bekommt auf diese Weise eine Tonspur, die alle Feinheiten der Schallschwingungen enthält. Selbstverständlich mußte man parallel einen geeigneten Tonträger entwickeln. Man verwendet heute Spezialmassen, die im Laufe vieler Entwicklungsjahre entstanden sind. Über die Selbstherstellung von „Schallfolien" berichtet das auf S. 305 erwähnte Buch „Tonaufnahme für Alle".

Eine hochwertig aufgenommene Schallplatte verlangt natürlich auch eine ebenso hochwertige Wiedergabeapparatur. Man wendet daher für die Schallplattenwiedergabe das umgekehrte Verfahren der elektrischen Schallplattenaufnahme an. Diesem Zweck dienen die sogenannten Tonabnehmer, die wohl den meisten Radiohörern bekannt sein dürften. Sie bestanden früher ebenfalls aus einem Elektromagneten und einer Nadel nach Abb. 240, nur mit dem Unterschied, daß man den Elektromagneten und die Nadel nicht so kräftig auszugestalten brauchte wie bei der zur Aufnahme verwendeten „Schneiddose". Man war im Gegenteil bestrebt, einen möglichst leichten und kleinen Tonabnehmer zu bauen, damit die Platte beim Abspielen recht wenig beansprucht wird. So sind heute Tonabnehmer auf dem Markt, die auf die empfindlichen Rillen der Schallplatte nur einen Druck von wenigen Gramm ausüben. Sie arbeiten meist nach dem piezoelektrischen Prinzip und besitzen an Stelle einer Nadel einen sehr harten Saphir, der nur selten ausgewechselt werden muß. Diese „Kristall-Tonabnehmer" haben die magnetischen Systeme weitgehend verdrängt. Daneben gibt es noch statische und dynamische Tonabnehmer, die prinzipiell ebenso aufgebaut sind wie die entsprechenden Mikrofone. Nur kurz seien noch die Langspiel- bzw. Mikrorillenplatten erwähnt, die in Verbindung mit modernen Tonabnehmern Erstaunliches leisten (s. a. das moderne Abnehmersystem in Abb. 4, Tafel IV).

Alle modernen Radioapparate besitzen einen sogenannten Tonabnehmeranschluß, der mit dem Eingang des Niederfrequenzverstärkers verbunden ist. Dieser Anschluß wird mit den Spulen des Tonabnehmers zusammengeschaltet. Auf diese Weise kann der Besitzer eines Radioapparates auf die Anschaffung eines besonderen Verstärkers für die Schallplattenwiedergabe verzichten.

4. Optische Tonaufzeichnung

Unser Abriß über elektroakustische Fragen wäre nicht vollständig, wenn wir nicht wenigstens das Prinzip des Tonfilms erläutern würden. Auch der Tonfilm hat sich nur deshalb so weit entwickeln können, weil die moderne Verstärkertechnik die praktische Durchführung der dem Tonfilm zugrunde liegenden Gedanken ermöglicht.

Um das Prinzip des Tonfilms zu verstehen, müssen wir uns zunächst ein wenig mit Lichtquellen befassen, deren Stärke durch elektrische Spannungen gesteuert werden kann. Die einfachste Lösung wäre eine mit der aufzuzeichnenden Tonfrequenz gesteuerte gewöhnliche Glühlampe. Leider ist das nicht möglich, weil der Glühfaden eine viel zu große Wärmeträgheit besitzt. Das wissen wir aus dem täglichen Leben, denn eine Glühlampe, die mit dem Wechselstrom unseres Lichtnetzes gespeist wird, brennt vollkommen ruhig und gleichmäßig hell. Der Glühfaden hat nämlich gar keine Zeit, sich während der Nulldurchgänge der Wechselspannung abzukühlen, so daß er auf einer mittleren Temperatur verharrt, die eine gleichmäßige Helligkeit gewährleistet. Wollen wir daher die Stärke einer Lichtquelle im Rhythmus schneller Schallschwingungen steuern, so müssen wir uns nach anderen geeigneten Einrichtungen umsehen. Wir finden sie beispielsweise in Form der Kerrzelle, der Braunschen Röhre und gewisser leicht beweglicher mechanischer Anordnungen, die sozusagen als Lichtventil wirken und in den Strahlengang einer Lichtquelle von gleichbleibender Helligkeit gestellt werden. Von der Kerrzelle und der Braunschen Röhre wollen wir hier nicht weiter sprechen, weil wir auf diese Einrichtungen im 15. Kapitel noch zurückkommen. Dagegen soll von dem trotz steigender Anwendung der Magnettontechnik noch üblichen Prinzip der elektromechanischen Lichtventile die Rede sein.

In Abb. 241 sehen wir links eine Lichtquelle konstanter Helligkeit, in deren Strahlengang sich eine leicht bewegliche Blende befindet. Die wirksame Öffnung dieser Blende kann durch ein Wechselfeld gesteuert werden, das von einer Spule erzeugt wird, die mit der aufzuzeichnenden Tonfrequenzspannung in Verbindung steht. Die Blende wird also im Rhythmus der Tonfrequenzspannung mehr oder weniger Licht hindurchlassen. Demnach ist der aus der Blende tretende Lichtstrahl gewissermaßen mit der Tonfrequenzspannung moduliert, d. h.

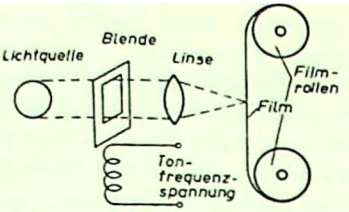


Abb. 241. Zum Prinzip des Tonfilms (Aufnahmevorgang)

die Stärke des Lichtstrahles folgt den Schwankungen der Tonfrequenz.

Der modulierte Lichtstrahl wird nun in einer Linse gesammelt und trifft als feines Strahlenbündel auf die lichtempfindliche Schicht eines Filmes, der mit gleichmäßiger Geschwindigkeit abgespult wird. Infolgedessen bilden sich auf dem Film je nach der jeweiligen Lichtintensität stärkere oder schwächere Schwärzungen. Auf diese Weise wird der Ton fotografisch auf dem Film festgehalten. Für die Aufzeichnung des Tones wird in den meisten Fällen der Filmstreifen benützt, auf dem sich auch das Bild befindet. Man erzielt auf diese Weise einen genauen Zusammenhang zwischen der bildlichen Szene und dem Toninhalt.

Will man nun den Tonfilm abspielen, so muß man in der umgekehrten Reihenfolge vorgehen. Zu diesem Zweck durchleuchtet man den mit konstanter Geschwindigkeit ablaufenden Film mit Hilfe einer Lichtquelle konstanter Helligkeit, indem man nach Abb. 242 das Licht mit Hilfe einer Sammellinse konzentriert und durch den Film fallen läßt. Auf diese Weise bekommt man wieder einen modulierten Lichtstrahl, der die Tonfrequenzschwankung enthält.

Zur Umwandlung der Lichtschwankungen in elektrische Spannungen braucht man ein neues Organ. Die moderne Technik bietet uns vor allem zwei Einrichtungen, die hierfür in der Lage sind. Die älteste, aber unvollkommenste Methode besteht in der Ausnützung der merkwürdigen Eigenschaft des Elementes Selen. Selen ist in seiner kristallinischen Form ein gelblicher Stoff, der die Eigenschaft hat, seinen elektrischen Widerstand unter dem Einfluß von Licht zu verändern. Lassen wir also einen modulierten Lichtstrahl auf einen Selenkristall fallen und schalten wir in Reihe mit diesem Kristall eine Gleichstromquelle und einen Ohmschen Widerstand, so werden wir je nach der Stärke des Lichtes einen mehr oder weni-

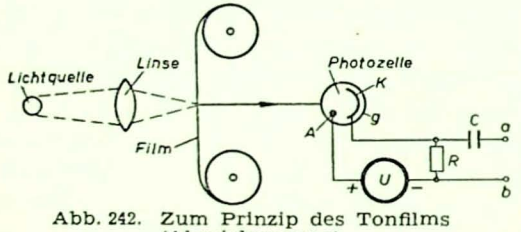


Abb. 242. Zum Prinzip des Tonfilms (Abspielvorgang)

ger großen Gleichstrom und einen entsprechenden Spannungsabfall am Widerstand erhalten. Leider ist der Effekt außerordentlich träge, d. h. das Selen braucht eine gewisse Zeit, um seinen Widerstand einer Helligkeitsänderung anpassen zu können. Deshalb scheidet der beschriebene Effekt für die Praxis des Tonfilms vollständig aus.

Ein ideales Mittel zur Umwandlung von Lichtschwankungen in elektrische Wechselspannungen haben wir in der sogenannten Fotozelle vor uns. Sie beruht auf dem „äußeren lichtelektrischen Effekt", der um die Jahrhundertwende entdeckt wurde. Ordnet man in einem luftleeren Glasgefäß g nach Abb. 242 eine hohlspiegelförmige Kathode K so an, daß sie von den Lichtstrahlen getroffen wird, und versieht man die Kathode mit einer dünnen Schicht aus Kalium, Caesium, Natrium oder einem ähnlichen Metall, so werden unter dem Einfluß der Lichtstrahlen freie Elektronen, sogenannte Fotoelektronen aus der Metallschicht gelöst. Diese wirkt dann genauso wie die Kathode in einer gewöhnlichen Elektronenröhre, kann also Elektronen abgeben, wenn man in dem Glaskolben noch eine positive Elektrode (A in Abb. 242) anordnet. Je stärker das auf die Kathode fallende Licht ist, um so stärker ist auch der zwischen Kathode und Anode fließende Elektronenstrom. Sehr wichtig ist nun, daß die Stärke des Elektronenstroms blitzschnell der Stärke des jeweils auftreffenden Lichtstromes folgt. Wir haben daher in dieser Fotozelle ein ideales Organ zur trägheitslosen Umwandlung von Lichtschwankungen in elektrische Strom- oder Spannungsschwankungen vor uns. Fällt nun nach Abb. 242 der von dem Tonfilm modulierte Lichtstrahl auf die Kathode der Fotozelle, so wird in dem außen angeschlossenen Stromkreis mit der Anodenspannung U ein tonfrequenter Wechselstrom fließen, der genau der Modulation des Lichtes entspricht. Am Widerstand R tritt ein entsprechender Spannungsabfall auf, den wir über den Kondensator C an den Klemmen a und b abnehmen und gegebenenfalls dem Eingang eines Verstärkers zuführen können. Ist die Verstärkung groß genug, so läßt sich mit der verstärkten Spannung ein Lautsprecher betreiben, der nunmehr alle auf dem Filmband fotografisch fixierten Tonfrequenzschwingungen zu Gehör bringt.

Neben dem soeben besprochenen System findet das Magnettonverfahren in der Tonfilmtechnik immer mehr Eingang. Der Ton wird dabei nicht lichtelektrisch fixiert, sondern auf ein

Tonband gesprochen. Vorteilhaft ist die leichte Löschbarkeit. Auch lassen sich auf diese Weise neue Effekte erzeugen, wie sie z. B. beim Cinemascope-Verfahren als „plastischer Ton" zum Ausdruck kommen. Näheres hierüber siehe „Elektroakustik für Alle" (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart).

5. Die Magnettontechnik

Neben der durch die Schallplatte verkörperten elektromechanischen Tonaufzeichnung und dem lichtelektrischen Verfahren des Tonfilms hat die magnetische Tonaufzeichnung mit Hilfe des sogenannten Magnettongerätes insbesondere in den letzten Jahren große Bedeutung erlangt. Das Grundsätzliche des Verfahrens ist leicht zu verstehen. Wir sehen in Abb. 243 zwei Trommeln T, die ein metallisiertes Spezialband enthalten. Es läuft mit gleichmäßiger Geschwindigkeit vor drei Elektromagneten S, L und H, die man Sprechkopf, Löschkopf und Hörkopf nennt. Der Sprechkopf besteht aus einem besonders konstruierten Elektromagneten, dessen Pole dicht vor dem Metallband angeordnet sind. Den Spulen des Elektromagneten wird die aufzuzeichnende Tonfrequenzspannung zugeführt. Bewegt sich das „Tonband" mit gleichmäßiger Geschwindigkeit, so wird es, der jeweiligen Stärke des von der Tonfrequenz gesteuerten Elektromagneten entsprechend, stärker oder schwächer aufmagnetisiert. In dieser wechselnden Magnetisierung liegt nun die Tonfrequenz aufgespeichert. Läuft das Metallband vor den Polen des zu dem Hörkopf gehörenden Elektromagneten vorbei, so induziert der veränderliche Magnetismus des Stahlbandes in den Spulen des Hörkopfes eine entsprechende Wechselspannung, die der an den Sprechkopf gelegten Tonfrequenzspannung entspricht. Damit ist die Wiedergabe bereits beendet, denn die Spannungen des Hörkopfes können einem Verstärker zugeführt und damit in einem Lautsprecher zu Gehör gebracht werden.

Die große praktische Bedeutung des Magnettongeräts liegt vor allem darin, daß sich die magnetischen Einprägungen im Tonband fast beliebig lange aufbewahren lassen. Die „besprochene" Bandrolle kann daher abgelegt werden und so lange liegen bleiben, bis sie für irgendeinen Zweck verwendet werden soll. Anderseits läßt sich die Magnetisierung sehr leicht löschen, indem man das Band vor den Polen des dritten, mit Hochfre-

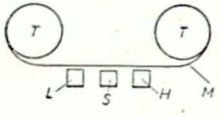


Abb. 243. Zum Prinzip des Magnettongerätes

quenzstrom beschickten Elektromagneten, des Löschkopfes, vorbeilaufen läßt. Der Magnetismus verschwindet dann sehr schnell und so vollständig, daß das Band sofort für eine neue Aufnahme bereitsteht. Ein besprochenes Band kann beliebig oft abgespielt werden, ohne daß der Magnetismus geschwächt wird. Auch diese Tatsache ist in der Praxis natürlich von großer Bedeutung.

Mit den heute zur Verfügung stehenden modernen Tonbändern erzielt man verhältnismäßig große Längen bei geringem Gewicht, und die Wiedergabequalität ist meistens besser als die einer Schallplatte. Dazu kommt der große Vorteil, daß sich die Bänder beliebig zerschneiden und zusammenkleben lassen. Diese Tatsache hat dem Magnettongerät insbesondere in den Aufnahmeräumen der Rundfunkstudios sehr schnell Eingang verschafft. Nur in seltenen Fällen senden heute die Rundfunkstationen unmittelbar vor dem Mikrofon produzierte Originaldarbietungen. Es ist aus organisatorischen Gründen wesentlich einfacher, wenn man die zur Sendung bestimmten Vorträge oder Musikdarbietungen zunächst auf ein Tonband fixiert und dann das jeweilige Programm eines Tages genau zusammenstellt.

In der letzten Zeit konnte das Magnettonverfahren entscheidend verbessert werden. So hafteten der Wiedergabe noch gewisse Mängel an, die man durch Einführung der sog. Hochfrequenzvormagnetisierung und der Hochfrequenzlöschung beseitigen konnte. Dadurch und durch die Entwicklung einfacher Konstruktionen ließ sich der Gestehungspreis für Magnettongeräte erheblich senken, so daß heute jedem Privatmann die Anschaffung, aber auch der Selbstbau solcher Anlagen möglich ist. Gerade im eigenen Heim sind die Verwendungsmöglichkeiten eines magnetischen Tonaufnahmegerätes sehr zahlreich. Über alle diese Fragen berichtet das schon auf S. 305 erwähnte Buch „Tonaufnahme für Alle".

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Die Elektroakustik behandelt die Einrichtungen und Vorgänge, die bei der Umwandlung von Schall in elektrische Spannungen und umgekehrt von Bedeutung sind.

2. Das Kohlekörnermikrofon hat eine verhältnismäßig schlechte Wiedergabe und kommt daher für gute Übertragungen nicht in Betracht.

3. Das hochwertigste Mikrofon ist das Kondensatormikrofon. Es hat eine sehr ausgeglichene Frequenzkurve, liefert jedoch nur kleine Spannungen.

4. Das Kondensatormikrofon soll nach Möglichkeit unmittelbar mit dem Verstärker zusammengebaut werden.

5. Das Bändchenmikrofon beruht auf dem elektrodynamischen Prinzip. Es hat nicht die gleiche Qualität wie das Kondensatormikrofon, weist jedoch ebenfalls einen sehr ausgeglichenen Frequenzgang auf.

6. Unter piezoelektrischem Effekt versteht man die Eigenschaft bestimmter Kristalle, unter dem Einfluß von Schall oder mechanischen Schwingungen elektrische Spannungen zu erzeugen. Dieser Effekt ist umkehrbar.

7. Das Kristallmikrofon, das auf dem piezoelektrischen Effekt beruht, ist ein zwar nicht sehr hochwertiges, aber doch recht brauchbares und vor allem billiges Mikrofon.

8. Kopfhörer sprechen bereits auf Leistungen von wenigen Milliontel Watt an. Es sind vor allem elektromagnetische Kopfhörer gebräuchlich.

9. Der Trichterlautsprecher ist heute in seiner ursprünglichen Form veraltet, weil die Wiedergabe den jetzigen Ansprüchen nicht genügt.

10. Der elektromagnetische Lautsprecher besitzt zur Schallabstrahlung eine nichtmetallische Membran. Die Qualität der ursprünglichen Ausführung befriedigt nicht.

11. Der Freischwinger ist eine Abart des elektromagnetischen Lautsprechers. Er kam vor allem in kleinen und billigen Radiogeräten zur Anwendung.

12. Der leistungsfähigste und am meisten verbreitete Lautsprechertyp ist der dynamische Lautsprecher. Er hat die beste Frequenzkurve und den höchsten Wirkungsgrad. Seine Wirkungsweise entspricht dem umgekehrten Prinzip des Bändchenmikrofons.

13. Man unterscheidet zwischen elektrisch erregten und permanentdynamischen Lautsprechern. Die erste Art kommt heute kaum noch zur Anwendung.

14. Größe und Gewicht der Lautsprechermembran sind für die Wiedergabe von entscheidender Bedeutung. Kleine Membranen bevorzugen die hohen, große Membranen die tiefen Töne.

15. Elektrostatische und piezoelektrische Lautsprecher haben nur als Hochtontypen Bedeutung.

16. Schneiddosen und Tonabnehmer haben die Aufgabe, mechanische Schallschwingungen in Grammophonplatten festzuhalten bzw. diese abzutasten. Die Bauform beruht gewöhnlich auf dem elektromagnetischen oder piezoelektrischen Prinzip.

17. Der Tonfilm bedient sich einer steuerbaren Lichtquelle bzw. einer Fotozelle. Das Magnettonverfahren führt sich im Tonfilm zusehends ein.

18. Fotozellen beruhen auf dem äußeren lichtelektrischen Effekt, der darin besteht, daß aus gewissen Metallen unter dem Einfluß von Lichtstrahlen Elektronen gelöst werden.

19. Das Magnettongerät beruht auf der beliebig lange haltbaren Aufmagnetisierung eines Stahldrahtes oder eines nach besonderen Verfahren hergestellten magnetisierbaren Tonbandes. Die Magnetisierung kann beliebig oft abgespielt und jederzeit gelöscht werden.

20. Magnettongeräte werden vor allem bei den Rundfunkstationen, aber auch für private Zwecke verwendet.

Zehntes Radio-Quiz:

1. Das Kohlekörner-Mikrofon beruht auf
   a) dem piezoelektrischen Effekt der Kohlekörner,
   b) dem veränderlichen Übergangswiderstand zwischen den Kohlekörnern,
   c) der Kapazität zwischen den Kohlekörnern.
2. Das Kohlekörner-Mikrofon hat eine
   a) sehr breite und gleichmäßige Frequenzkurve,
   b) Frequenzkurve, die die hohen Töne besonders bevorzugt,
   c) schmale und ungleichmäßige Frequenzkurve.
3. Das Kondensatormikrofon enthält
   a) eine feste und eine bewegliche Platte,
   b) einen Quarzkristall,

c) einen Kondensator zur Unterdrückung der hohen Frequenzen.

4. Die Spannungen eines Kondensatormikrofons sind
   a) größer als die eines Kohlekörner-Mikrofons,
   b) außerordentlich klein,
   c) so groß, daß ein Verstärker überflüssig ist.

5. Die Verbindungsleitungen zwischen Kondensatormikrofon und Gerät müssen sehr kurz sein, weil sonst
   a) der Spannungsabfall auf der Verbindungsleitung zu groß werden würde,
   b) die tiefen Töne verloren gingen,
   c) fremde Felder Störungen verursachen würden.

6. Der Widerstand im Stromkreis eines Kondensatormikrofons muß verhältnismäßig
   a) groß sein,
   b) klein sein,
   c) wenig Induktivität haben.

7. Das Bändchenmikrofon beruht auf
   a) dem Induktionsgesetz,
   b) dem piezoelektrischen Effekt,
   c) einer Widerstandsänderung.

8. Für ein Kristallmikrofon läßt sich verwenden
   a) jeder beliebige kristallinische Körper,
   b) nur bestimmte Mineralien,
   c) Bleiglanz.

9. In einem Kopfhörer ist ein Ton gerade dann zu hören, wenn die zugeführte elektrische Leistung in der Größenordnung von etwa
   a) 1 Watt,
   b) 10 Watt,
   c) wesentlich weniger als 1 Watt

   } liegt.

10. Trichterlautsprecher liefern nur geringe Wiedergabequalität, weil
    a) sich störende Resonanzen im Trichter ergeben,
    b) der Widerstand der Magnetspulen zu klein ist,
    c) die Spulen eine zu große Kapazität besitzen.

11. Freischwinger sind besser als einfache elektromagnetische Systeme, weil
    a) das Magnetfeld der Freischwinger größer ist,
    b) der Eisenstab beim Freischwinger stets im Bereich eines gleich großen Magnetfeldes bleibt,
    c) bei Freischwingern eine bessere Membran verwendet werden kann.

12. Lautsprecher bevorzugen vor allem dann die hohen Töne, wenn
    a) die Membran sehr klein ist,
    b) der Widerstand der Lautsprecherspulen sehr groß ist,
    c) nur wenig Spannung zugeführt wird.

13. Die Widerstände von Lautsprechern können an den Innenwiderstand der Endröhre angepaßt werden durch
    a) Zwischenschalten eines Transformators,
    b) Parallelschalten von Widerständen,
    c) Veränderung der Aussteuerung der Endröhre.

14. Dynamische Lautsprecher sind hinsichtlich ihrer Wiedergabequalität
    a) besser als alle anderen Systeme,
    b) gleichwertig mit den Kristall-Lautsprechern,
    c) den Freischwingern wesentlich unterlegen.

15. Als Tonabnehmer bezeichnet man
    a) die Anschlußklemmen für den Lautsprecher,
    b) die Einrichtungen zur Abtastung von Schallplatten,
    c) den Transformator zwischen Endröhre und Lautsprecher.

16. Die elektrische Grammophonwiedergabe ist der mechanischen Wiedergabe überlegen, weil
    a) die Übertragungsorgane ohne Eigenresonanz ausgeführt werden können,
    b) die Verwendung konstanter Betriebsspannungen eine gleichmäßige Wiedergabe gewährleistet,
    c) sich besseres Plattenmaterial verwenden läßt.

17. Die üblichen Tonabnehmer arbeiten
    a) nach dem dynamischen Prinzip,
    b) nach dem piezoelektrischen Prinzip,
    c) nach dem elektromagnetischen Prinzip.

18. Als steuerbare Lichtquellen für Tonfilmzwecke eignen sich
    a) Glühlampen,
    b) Braunsche Röhren,
    c) Bogenlampen.

19. Fotozellen sind Einrichtungen zur
    a) Steuerung von Lichtquellen,
    b) Umwandlung von Lichtenergie in elektrische Energie,
    c) Beeinflussung eines Lichtstrahls.

20. Magnetische Einprägungen in Magnettonbänder halten sich
    a) unbeschränkt lange,
    b) etwa 2 Stunden,
    c) mehrere Monate.

11. Kapitel: Hilfsschaltungen und Hilfsorgane

Wie wir wissen, setzt sich ein Radioempfänger im wesentlichen aus vier Bestandteilen zusammen, nämlich dem Hochfrequenzteil, dem Demodulator, dem Niederfrequenzteil und dem Lautsprecher. Um einen Sender empfangen zu können, genügen also diese Bausteine vollkommen. Trotzdem sind im Lauf der Jahre viele Hilfsschaltungen und Hilfsorgane entstanden, die zwar nicht unbedingt erforderlich sind, der Bequemlichkeit des Rundfunkhörers jedoch in mancher Beziehung entgegenkommen. Auch tragen sie in vielen Fällen zur Verbesserung der Empfangsleistung, der Empfindlichkeit oder der Tonqualität bei. Wir haben in den früheren Kapiteln bereits verschiedene Einrichtungen kennengelernt, die das richtige Arbeiten eines Radiogerätes unterstützen. Es sei z. B. an die auf Seite 251 erwähnten und besprochenen Sperrkreise erinnert, die das oft lästige „Durchschlagen" eines besonders starken Senders verhindern. Auch Lautstärkeregler gehören eigentlich schon zu den Hilfsanordnungen, obwohl sie im Laufe der Zeit jedem Besitzer eines Radioapparates unentbehrlich geworden sind. Darüber hinaus gibt es jedoch noch mancherlei Einrichtungen und Schaltungen, deren Kenntnis für jeden wichtig ist, der die Wirkungsweise eines modernen Rundfunkgerätes in allen Einzelheiten verstehen will. Davon soll in diesem Kapitel die Rede sein.

1. Lautstärkeregler

Die richtige Einstellung der Lautstärke ist von großer praktischer Bedeutung. Das menschliche Ohr ist so eingerichtet, daß es ein aus den verschiedensten Frequenzen bestehendes Tongemisch bei großer Lautstärke anders empfindet als bei kleiner Lautstärke. Jeder Rundfunkhörer wird schon bemerkt haben, daß die Wiedergabe eines Orchesterkonzertes flacher klingt, wenn er die Lautstärke kleiner macht. Das ist darin begründet, daß das menschliche Ohr ein Leiserwerden der tiefen Töne wesentlich stärker als den Abfall der hohen Töne empfindet. Eine bestimmte Mindestlautstärke ist daher

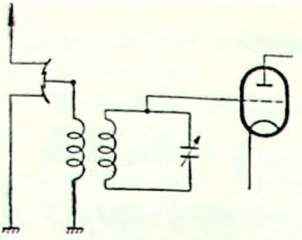


Abb. 244.
Lautstärkeregelung durch Differentialkondensator

unbedingte Voraussetzung für eine musikalisch tragbare Wiedergabe. Auf der anderen Seite jedoch kann man aus verständlichen Gründen nicht ohne weiteres mit voller Lautstärke Radio hören, weil man sonst Streitigkeiten mit seinen Wohnungsnachbarn zu erwarten hat. Aus all diesen Gründen muß der Radiohörer die Möglichkeit haben, die Lautstärke ganz nach Wunsch einzustellen. Diesem Zweck dienen die Lautstärkeregler.

Die Regelung der Lautstärke kann grundsätzlich auf zweierlei Arten erfolgen, nämlich durch Maßnahmen im Hochfrequenzteil oder im Niederfrequenzteil des Empfangsgerätes. Beide Methoden haben ihre Vorteile und ihre Nachteile. Die einfachste Lautstärkeregelung erzielt man mit einem in den Antennenkreis geschalteten Differentialkondensator, dessen Wirkungsweise wir bereits auf Seite 260 kennengelernt haben. In Abb. 244 ist die Schaltung wiedergegeben. Steht der bewegliche Teil des Kondensators über dem unteren Plattensatz, so ist die Lautstärke Null, weil dann überhaupt keine Antennenspannung auf die Antennenspule gelangt. Steht der bewegliche Plattensatz genau über dem oberen festen Plattensatz, so ist die Lautstärke am größten.

Eine andere Art der hochfrequenten Lautstärkeregelung ist möglich, wenn der Empfänger eine Hochfrequenz-Vorstufe besitzt und wenn in dieser Stufe eine Röhre zur Anwendung kommt, deren Steilheit sich durch Änderung der Gittervorspannung in weiten Grenzen variieren läßt. Wir werden solche Röhren in einem späteren Abschnitt dieses Kapitels noch näher kennenlernen. In Abb. 245 ist die Schaltung eines hochfrequenten Lautstärkereglers gezeigt, der darauf beruht, daß die Gittervorspannung der Hochfrequenzröhre durch Veränderung des Kathodenwiderstandes verkleinert oder vergrößert wird. Zu einer großen Gittervorspannung gehört eine kleine Röhrensteilheit, also eine geringe

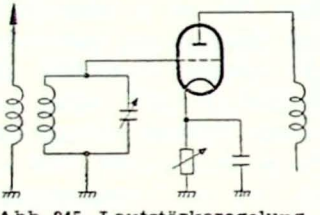


Abb. 245. Lautstärkeregelung durch einen Kathodenwiderstand in der Hochfrequenzröhre

Verstärkung und damit eine kleine Lautstärke. Kleine Gittervorspannungen liefern natürlich größere Lautstärken.

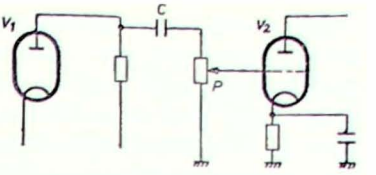


Abb. 246. Lautstärkeregelung durch Potentiometer vor der Niederfrequenzröhre

Alle hochfrequenten Lautstärkeregler haben den Vorteil, daß bei Zurückregeln der Lautstärke die folgenden Röhren des Empfängers entlastet werden. Die Aussteuerung geht zurück, was meistens mit einer besseren Tonqualität bei kleineren Lautstärken verbunden ist. Als Nachteil ist zu werten, daß die Verstärkung des Niederfrequenzteiles voll erhalten bleibt. Kleine Reste fremder Wechselspannungen, die unter Umständen am Eingang des Niederfrequenzteiles wirksam sind und gegebenenfalls Brummgeräusche verursachen, bleiben auch bei geringen Lautstärken in voller Höhe erhalten. Sie wirken sich natürlich um so störender aus, je kleiner die Lautstärke des eingestellten Senders gemacht wird.

Die niederfrequenten Lautstärkeregler setzen das störende Brummen gleichzeitig mit der Nutzlautstärke herab, was natürlich sehr vorteilhaft ist. Die am meisten gebräuchliche Form eines niederfrequenten Lautstärkereglers ist in Abb. 246 wiedergegeben. Die Röhre V_1 ist beispielsweise die letzte Niederfrequenz-Spannungsverstärkerstufe, während V_2 die Endstufe ist. Beide Stufen sind über C kapazitätsgekoppelt. Die Wechselspannung liegt zwischen den äußeren Anschlüssen eines Spannungsteilers P, dessen Spannung mit Hilfe eines Schleifers abgegriffen und dem Gitter der Endröhre V_2 zugeführt werden kann. Auf diese Weise erhält man eine sehr wirkungsvolle und gut einstellbare Lautstärkeregulierung, die in den meisten Radioapparaten in dieser oder in abgewandelter Form anzutreffen ist.

Selbstverständlich kann dasselbe Prinzip auch bei der Transformatorkopplung nach Abb. 247 Anwendung finden. Das Potentiometer P schaltet man in diesem Fall einfach parallel zur Sekundärwicklung des Transformators.

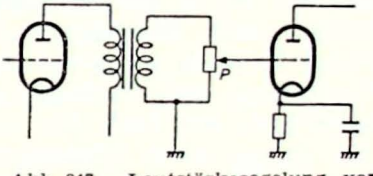


Abb. 247. Lautstärkeregelung vor der Niederfrequenzröhre bei Verwendung eines Transformators

Man verwendet im allgemeinen Potentiometer mit Wider-

ständen von etwa 0,1 bis 1,0 Megohm. Bei diesen Werten besteht keine Gefahr, daß die Niederfrequenzspannung am Außenwiderstand der Vorstufe unzulässig stark belastet wird. Anderseits sind die Widerstände immer noch klein gegenüber den Isolationswiderständen zwischen Gitter und Kathode der geregelten Röhre, so daß keine diesbezüglichen Störungen zu befürchten sind.

Die niederfrequenten Lautstärkeregler nach Abb. 247 werden nicht nur vor der Endröhre, sondern auch zwischen Demodulator und der ersten Niederfrequenz-Verstärkerröhre angeordnet. Die Empfängerkonstrukteure bedienen sich meistens der Regelung vor dem Gitter der Niederfrequenzvorröhre, weil der Gitterkreis der Endröhre schon durch Gegenkopplungsschaltungen belegt ist.

2. Tonblenden und Klangregler

Auf die Tonblenden sind wir bereits früher zu sprechen gekommen. Diese Einrichtungen haben den Zweck, bestimmte Frequenzen oder bestimmte Frequenzgebiete anzuheben oder zu schwächen. An sich wäre natürlich eine vollkommen originalgetreue Wiedergabe wünschenswert, denn eine Radioübertragung ist dann am besten, wenn man die Töne im Lautsprecher so hört, wie sie vor dem Mikrofon aufgenommen werden. Indessen lassen sich bei fast allen Empfängern und Verstärkern gewisse Verzerrungen und Verfälschungen niemals ganz vermeiden. Wir müssen dabei zwischen den sogenannten nichtlinearen Verzerrungen und den linearen Verzerrungen unterscheiden. Nichtlineare Verzerrungen sind immer dann gegeben, wenn der zeitliche Verlauf einer Wechselspannung verzerrt wird. Soll z. B. ein absolut sinusförmiger Ton übertragen werden und hat der verwendete Verstärker Röhren oder Transformatoren mit nicht ganz geraden Kennlinien, so wird die Sinuskurve verzerrt, d. h. sie enthält nunmehr Oberwellen. Oberwellen sind jedoch neue Frequenzen, die in der ursprünglichen Spannung gar nicht vorhanden sind. Nichtlineare Verzerrungen sind also letzten Endes dadurch gekennzeichnet, daß zu den ursprünglichen Frequenzen neue hinzugefügt werden. Darüber haben wir uns bereits auf Seite 212 unterhalten. Verzerrungen dieser Art können durch Hilfsschaltungen und Hilfsmittel nicht beseitigt werden, sondern man muß für eine Beseitigung der Verzerrungsursache selbst Sorge tragen.

Anders liegen die Dinge bei den sogenannten linearen Verzerrungen. Darunter versteht man die Erscheinung, daß ein Empfänger oder Verstärker die in der Darbietung steckenden Frequenzen nicht in demselben Amplitudenverhältnis überträgt, wie es die Originaldarbietung aufweist. Wir verstehen das am besten an Hand eines kleinen Zahlenbeispiels. Die Originaldarbietung soll z. B. eine Frequenz von 200 Hertz mit einer Amplitude von 3 Volt und eine Frequenz von 7000 Hertz mit einer Amplitude von 1 Volt enthalten. Das Amplitudenverhältnis ist dann 3 : 1. Durchläuft das Spannungsgemisch einen Verstärker mit einem Verstärkungsgrad von 100, so muß man fordern, daß am Ausgang des Verstärkers bei 200 Hertz eine Amplitude von 300 Volt und bei 7000 Hertz eine Amplitude von 100 Volt auftritt. Dann ist sowohl am Eingang als auch am Ausgang des Verstärkers das Amplitudenverhältnis 3 : 1 gleich geblieben. Unterdrückt dagegen der Verstärker die hohen Frequenzen zu einem gewissen Teil, so kann es vorkommen, daß am Ausgang des Verstärkers bei 7000 Hertz nur noch eine Spannung von 50 Volt auftritt. Dann steht dem eingangsseitigen Amplitudenverhältnis von 3 : 1 ein ausgangsseitiges Verhältnis von 6 : 1 gegenüber. In diesem Fall sprechen wir von einer linearen Verzerrung. Solche Abweichungen können nun durch sogenannte Klangregler oder Tonblenden unschädlich gemacht werden. Sie müssen der Frequenzkurve des Verstärkers entgegenwirken, also den umgekehrten Frequenzverlauf aufweisen. In Abb. 248 ist das graphisch dargestellt. Die Kurve a soll dem Frequenzgang eines Verstärkers entsprechen, dessen Verstärkungsgrad mit der Frequenz zunimmt. Die zur Beseitigung dieser Zunahme erforderliche Tonblende muß dann einen Frequenzverlauf nach Kurve b haben. Durch das Zusammenwirken von Verstärker und Tonblende erhält man schließlich eine Frequenzkurve, die horizontal verläuft. Das bedeutet, daß die ganze Anordnung nunmehr frequenzunabhängig ist. Dieses Resultat sehen wir in der Kurve c der Abb. 248.

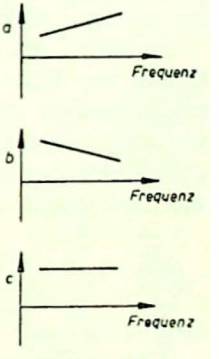


Abb. 248.
Zum Verständnis der Vorgänge bei einer Tonblende

In vielen Fällen werden auch dann Klangregler verwendet, wenn lineare Verzerrungen überhaupt nicht vorliegen. Der

individuelle Geschmack des Rundfunkhörers ist nämlich sehr unterschiedlich; so legen viele Leute auf die bevorzugte Wiedergabe bestimmter Tonfrequenzbereiche besonderen Wert. Das gilt vor allem für die sehr tiefen und die sehr hohen Töne, und dieser Wunsch ist auch naturgesetzlich begründet. Für die mittleren Tonlagen ist nämlich das Ohr viel empfindlicher als für die hohen und tiefen Frequenzen, so daß man bei einer „ausgeglichenen" Frequenzkurve nach Abb. 248c die Wiedergabe oft als mangelhaft empfindet. Man strebt eine Bevorzugung der Frequenzbandgrenzen an, die nach Möglichkeit regelbar sein soll. So entstanden die Schaltungen zur Baßanhebung und Höhenanhebung, auch „Tieftonregler" bzw. „Hochtonregler" genannt. Mit diesen Einrichtungen kann man dem Gerät jede beliebige Klangfarbe erteilen. Die Technik der allgemeinen Klangregelung wurde in den letzten Jahren stark gefördert; so gibt es besondere Klangreglerschaltungen oder Drucktasten für die bevorzugte Wiedergabe von Gesang, Orchester, Jazz, Sprache usw.

Erfahrungsgemäß stellt der Rundfunkhörer auch heute noch seinen Empfänger auf „dunkle" Tonwiedergabe und macht von den komplizierten Klangregeleinrichtungen kaum Gebrauch. Das hat folgenden Grund: Jeder Rundfunkhörer kennt die Störgeräusche, die bei einem herannahenden Gewitter zu hören sind. Das Schwergewicht der Störungen liegt nun im Gebiet höherer Frequenzen. Eine Dunkelfärbung des Tons wird daher diese Geräusche besonders stark unterdrücken. Auch werden Überlagerungstöne, die wegen der jetzigen Wellenverteilung möglich sind, dadurch unterdrückt. Deshalb spielt nach wie vor die „dunkel" färbende Tonblende eine große Rolle.

In Abb. 249 sehen wir die einfachste Form einer Tonblende zur Unterdrückung der hohen Frequenzen. Dort ist eine Endröhre dargestellt, in deren Anodenkreis die Primärwicklung eines Transformators T liegt. Die Sekundärwicklung ist mit dem Lautsprecher verbunden. Man schaltet nun parallel zur Primärseite des Transformators eine Anordnung, die aus der Reihenschaltung eines Regelwiderstandes R und eines Festkondensators C besteht. Die Wirkungsweise ist leicht zu verstehen. Denken wir uns den Widerstand ganz kurzgeschlossen, dann liegt der Kondensator C praktisch par-

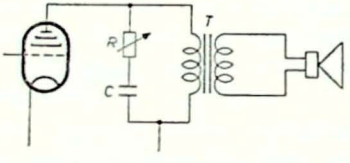


Abb. 249. Einfache Schaltung einer Tonblende

allel zur Primärwicklung des Transformators T. Da sein Widerstand für die hohen Frequenzen wesentlich kleiner als für die tiefen Töne ist, wird er für die hohen Töne eine erheblich größere Belastung darstellen, so daß diese weniger im Lautsprecher zur Geltung kommen als die tiefen Töne. Die Wiedergabe erscheint dann dunkler. Schalten wir nun zusätzlich den Widerstand R in den Kreis, so wird der Kondensator C immer weniger wirksam. Infolgedessen treten die hohen Töne nunmehr stärker hervor, so daß das Klangbild eine merkliche Aufhellung erfährt. Ist der Widerstand R groß gegenüber dem Wechselstromwiderstand des Kondensators C, so bleibt dieser überhaupt ohne Einfluß und es gelangen alle Frequenzen gleichmäßig zur Übertragung.

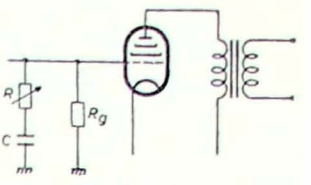


Abb. 250. Tonblende im Gitterkreis der Endröhre

Die Wirkung einer solchen Tonblende läßt sich steigern, wenn man R und C nicht im Anodenkreis der Endröhre, sondern im Gitterkreis nach Abb. 250 anordnet. In diesem Fall genügen schon wesentlich kleinere Kapazitäten, um eine Tonblendenwirkung hervorzurufen, denn der Gitterwiderstand R_g ist viel größer als der Widerstand der Primärwicklung des Transformators T in Abb. 249. Es reichen dann bereits verhältnismäßig große kapazitive Wechselstromwiderstände, also kleine Kapazitäten, um die hohen Töne erheblich zu schwächen.

Im allgemeinen verwendet man für R Werte von etwa 0,01 bis 0,3 Megohm und für C Kapazitäten in der Größenordnung von 0,01 bis 0,1 Mikrofarad. Der Widerstand R wird gewöhnlich von außen bedienbar gemacht und ist als Bedienungsgriff für die Tonblende bekannt. In manchen Fällen verzichtet man auf den Regulierwiderstand und sieht einfach einen Schalter vor, mit dem man nach Abb. 251 einen Kondensator C passender Größe ab- und zuschalten kann.

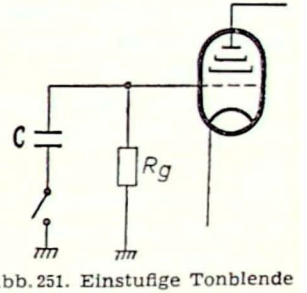


Abb. 251. Einstufige Tonblende

Die stets auf neuen Absatz bedachte Industrie hat für teilweise recht übertriebene und komplizierte Klangregeleinrichtungen in Rundfunkempfängern gesorgt, so daß die einfache Tonblende zwar im Prinzip noch verwendet, aber in komplizierterer Schaltung zur fast beliebigen Beein-

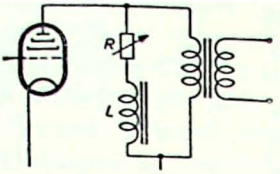


Abb. 252.
Tonblende zur Unterdrückung der tiefen Töne

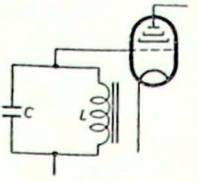


Abb. 253.
Anordnung zur Anhebung bestimmter Frequenzen

flussung sämtlicher Tonlagen und unter phantastischen Propagandabezeichnungen herausgebracht wird. Da gibt es „Raumklangwähler", „Super - High - Fidelity - Harmonieregister", „Wunschklangsysteme", „Steiltonblenden", „Sopran-Feinregler", „Jazztasten" usw. usw. In diesen Anordnungen spielen nicht nur frequenzabhängige Schaltorgane, also Kondensatoren und Spulen, sondern auch die auf S. 351 besprochenen Gegenkopplungen in oft sehr verwickelten Schaltungen eine große Rolle. Es sei nicht bestritten, daß diese Anordnungen bei geschickter Ausnutzung und sinnvoller Anwendung gute Effekte hervorrufen. Tatsache ist jedoch, daß der Rundfunkhörer kaum Gebrauch davon macht. In Abb. 1, Tafel VIII, sehen wir das Äußere einer modernen Klangregelanordnung in einem Empfänger.

Besonders im Zeichen des UKW-FM-Rundfunks besteht oft der Wunsch nach Anhebung der oberen Tonlagen. In diesem Fall bedient man sich z. B. einer Schaltung nach Abb. 252. Sie unterscheidet sich von der Schaltung nach Abb. 249 lediglich dadurch, daß an Stelle des Kondensators C eine Drossel L tritt. Sie hat den umgekehrten Frequenzverlauf wie C, d. h. ihr Widerstand ist bei den tiefen Frequenzen wesentlich kleiner als bei den hohen Tönen. Es werden also die tiefen Töne stärker als die hohen belastet, was zu einer Aufhellung des Klangbildes führt.

Will man eine besonders wirksame Baßanhebung, so kann man sich einer Schaltung nach Abb. 253 bedienen, die im Gitterkreis der Endröhre einen aus dem Kondensator C und der Spule L bestehenden Schwingungskreis enthält. L und C müssen so bemessen sein, daß der Kreis bei den tiefen Frequenzen in Resonanz gerät.

3. Frequenzsperren

Einen wichtigen Vertreter hochfrequenter Hilfskreise haben wir bereits bei der Besprechung des Sperrkreises auf

Seite 251 kennengelernt. Wir können uns daher an dieser Stelle kurz fassen. Man schaltet nach Abb. 254 einen Parallel-Schwingungskreis LC in die Antennenleitung und stimmt ihn auf die Frequenz eines zu unterdrückenden Störsenders ab. Für diese Frequenz wirkt der Sperrkreis als hoher Widerstand in der Antennenleitung, so daß der zugehörige Strom in der Antennenspule und damit das zugehörige Magnetfeld sehr klein werden. Die betreffende Frequenz wird also gewissermaßen „ausgesperrt". Durch entsprechende Bemessung der Spule L kann man jeden gewünschten Frequenzbereich bestreichen.

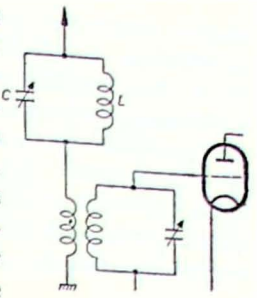


Abb. 254. Schaltung eines Sperrkreises

Mit Hilfe der sogenannten Saug- oder Leitkreise läßt sich derselbe Effekt erreichen. Wir sehen eine solche Anordnung in Abb. 255. Die Antennenspule liegt hier parallel zu der Reihenschaltung einer Spule L und eines Kondensators C. Es handelt sich also um einen Reihen-Resonanzkreis, der im Resonanzfall einen verschwindend kleinen Widerstand aufweist. Infolgedessen wird die Frequenz des störenden Senders praktisch kurzgeschlossen, so daß sie im Gerät nicht wirksam wird.

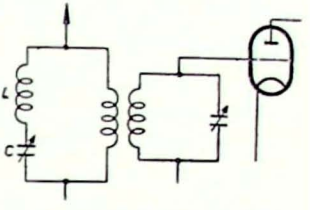


Abb. 255. Schaltung eines Saug- oder Leitkreises

Einen grundsätzlich anderen Zweck haben die sogenannten Selektionskreise, die heute jedoch praktisch keine Verwendung finden. Im Gegensatz zu den Sperrkreisen und Leitkreisen sollen sie nicht die Frequenz eines bestimmten Senders unterdrücken, sondern die Trennschärfe des gesamten Gerätes anheben. Sie vermehren daher die Anzahl der in einem Empfänger wirksamen Schwingungskreise um einen weiteren. Wir sehen in Abb. 256 das entsprechende Schaltbild. Zwischen den ersten Schwingungskreis L_3C_2 eines Empfängers und die Antennenspule ist ein weiterer Schwingungskreis $L_2L_1C_1$ geschaltet. Die Schwingungskreisspule ist also in zwei Hälften L_1 und L_2 geteilt,

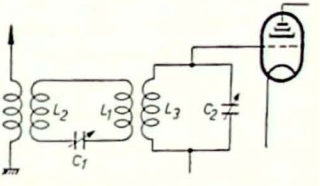


Abb. 256. Schaltung eines Selektionskreises

damit einerseits eine Kopplung mit der Antennenspule und anderseits eine Kopplung mit der Spule L_3 ermöglicht wird. Der Kondensator C_1 muß gleichzeitig mit dem Abstimmkondensator C_2 bedient werden.

Erwähnt sei noch die im Niederfrequenzteil wirksame „9-KHz-Sperre", die aus einem auf 9 KHz abgestimmten Leitkreis parallel zum Lautsprecher besteht. Dadurch kann man Überlagerungs-Pfeiftöne, die von benachbarten Sendern hervorgerufen werden, wirksam unterdrücken.

4. Schwundausgleichschaltungen

Die Ursachen des Empfangsschwundes oder des „Fading" haben wir bereits auf Seite 85 besprochen. Diese Schwunderscheinungen lassen sich grundsätzlich nicht vermeiden, weil sie durch das Verhalten der Ionosphäre bedingt sind, die wir nicht beeinflussen können. Glücklicherweise sind wir aber in der Lage, die Auswirkungen der Schwunderscheinungen zum größten Teil unschädlich zu machen. Zu diesem Zweck hat man die Schaltungstechnik der automatischen Schwundregelung geschaffen.

Der diesen Anordnungen zugrunde liegende Gedanke ist ebenso einfach wie geistreich. Was würde man tun, wenn man einen einfachen Empfänger hätte und die Lautstärkeschwankungen, die durch den Empfangsschwund verursacht werden, unschädlich machen wollte? Man müßte den Lautstärkeregler offenbar im Rhythmus der Schwankungen bedienen. Wäre die Lautstärke gerade groß, so müßte man den Regler zurückdrehen, um ihn bei leiserem Empfang wieder aufzudrehen.

Wir erinnern uns nun an das Schaltbild in Abb. 245, in dem man die Lautstärke durch Verändern der Steilheit bzw. der Gittervorspannung einer Hochfrequenzstufe beeinflussen kann. Wir benötigen also nur eine Spannung, deren Höhe von dem Wert der jeweils an der Antenne auftretenden Hochfrequenzspannung abhängt. Wenn wir diese veränderliche Spannung als Gittervorspannung für die erste Hochfrequenzröhre heranziehen, muß es möglich sein, die durch den Schwund hervorgerufenen Lautstärkeschwankungen auszugleichen. Immer dann, wenn die Antennenspannung sehr klein ist, muß auch die negative Vorspannung der Hochfrequenzröhre gering sein, damit diese gut verstärkt. Steigt

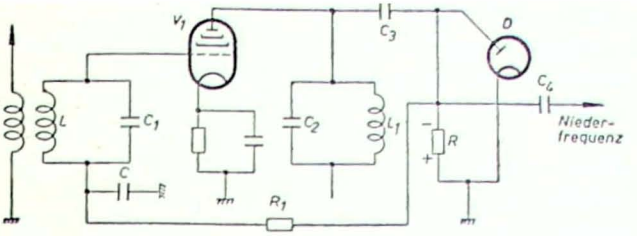


Abb. 257. Grundsätzliche Schaltung zur Schwundregelung

die Antennenspannung, so muß sich gleichzeitig die negative Vorspannung so weit erhöhen, daß die Verstärkung der Röhre sinkt. Die kleinere Verstärkung wird daher einer Lautstärkeerhöhung entgegenwirken, so daß wir letzten Endes unabhängig von der Antennenspannung eine stets gleichbleibende Lautstärke erhalten.

Die erforderliche, von der Antennenspannung abhängige Gleichspannung, mit der wir das Gitter der Hochfrequenzröhre steuern müssen, können wir in einfacher Weise von einem Diodengleichrichter ableiten. In Abb. 257 ist die prinzipielle Anordnung einer einfachen Schwundausgleichschaltung wiedergegeben. Die Antennenspannung gelangt in bekannter Weise über die Antennenspule auf den ersten Schwingungskreis LC_1 und von dort auf das Steuergitter der Hochfrequenzverstärkerröhre V_1. Sie tritt an dem Schwingungskreis L_1C_2 verstärkt auf und gelangt nun über den Kondensator C_3 auf die Anode der Gleichrichterdiode D. Dort wird die Spannung demoduliert, so daß man die Niederfrequenz über den Kondensator C_4 abnehmen kann.

Gewissermaßen als Nebenprodukt erhalten wir an dem Außenwiderstand R der Diode eine Gleichspannung, denn wir hörten bereits auf Seite 164, daß bei der Demodulation eine pulsierende Spannung entsteht, die man sich aus einer reinen Wechselspannung, in unserem Fall also der Niederfrequenz, und einer reinen Gleichspannung zusammengesetzt denken kann. Die mittlere Gleichspannung wird natürlich um so größer sein, je stärker die Trägerwelle des Senders einfällt. Auch das verstehen wir ohne weiteres, wenn wir die früheren Ausführungen aufmerksam gelesen haben. Nachdem nun die an R auftretende mittlere Gleichspannung von der jeweiligen Amplitude der Trägerwelle und damit von der Antennenspannung abhängt, haben wir die erforderliche Steuerspannung

für das Gitter der Röhre V_1 bereits gewonnen. Sie hat noch dazu eine solche Polarität, daß man sie ohne weiteres als negative Gittervorspannung für V_1 heranziehen kann. Um sie von der Niederfrequenz zu befreien, schaltet man einen Widerstand R_1 in die Steuerleitung ein. Außerdem liegt hinter R_1 ein Kondensator C, der eventuell noch vorhandene Reste der Niederfrequenzspannung beseitigt.

Die Gleichspannung gelangt über R_1 und die Spule L auf das Gitter der Röhre V_1. Ist die Antennenspannung verhältnismäßig groß, so tritt auch eine große Gleichspannung am Arbeitswiderstand R der Diode D auf. Das ist gleichbedeutend mit einer großen negativen Gittervorspannung für die Röhre V_1. Ändert sich deren Steilheit mit der Gittervorspannung, so weist sie nur geringe Verstärkung auf. Zu dieser Verstärkung gehört eine bestimmte Lautstärke.

Tritt nun Empfangsschwund ein, so wird die Antennenspannung kleiner. Folglich sinkt auch die Spannung am Widerstand R und damit die Größe der negativen Vorspannung von V_1, so daß Steilheit und Verstärkung dieser Röhre größer werden. Ist die Schaltung richtig bemessen, so ist die Verstärkungserhöhung gerade so groß, daß sie den Abfall der Antennenspannung vollständig ausgleicht. Infolgedessen tritt keine Lautstärkeänderung ein. Jede Schwankung der Antennenspannung hat automatisch eine entsprechende Änderung der Hochfrequenzverstärkung zur Folge, und zwar entspricht die Verstärkungsänderung ganz genau den Schwankungen der Hochfrequenz. Wir haben also eine automatische Regelung, die uns die Regulierung der Lautstärke von Hand aus erspart.

Der Widerstand R_1 und der Kondensator C müssen eine ganz bestimmte Größe haben. Auch die Schwankungen der Antennenspannung entsprechen einer Wechselspannung von allerdings sehr kleiner Frequenz, die jedoch von C und R_1 übertragen werden muß, denn in diesen Schwankungen liegt ja gerade die Steuerung begründet. Anderseits dürfen die wesentlich schnelleren Schwingungen der tonfrequenten Spannung, die ebenfalls an R auftreten, keineswegs auf das Gitter von V_1 gelangen. Deshalb dürfen C und R_1 bestimmte Werte nicht über-, aber auch nicht unterschreiten. Verwendet man für C einen Kondensator von etwa 0,1 Mikrofarad und für R_1 einen Widerstand von rund 1 Megohm, so ergeben sich die richtigen Verhältnisse. Jetzt werden nämlich Schwankun-

gen mit einer Zeitdauer bis zu etwa 10 Hertz ohne weiteres durchgelassen; in dieser Größenordnung liegen jedoch die Änderungen der Antennenspannung als Folge des Empfangsschwunds. Frequenzen über 10 Hertz aber werden von R_1 und C weitgehend unterdrückt.

Die Schwundregelung kann natürlich nur so lange wirksam sein, als genügend Verstärkungsreserve in der Röhre V_1 vorhanden ist. Werden die Antennenspannungen so klein, daß die an R auftretende Vorspannung die Röhre bereits auf die größte Verstärkung geregelt hat, dann wird eine weitere Abnahme der Antennenspannung zu einem Absinken der Lautstärke führen, denn eine ausgleichende Erhöhung der Hochfrequenzverstärkung ist jetzt nicht mehr möglich. Die Wirksamkeit einer jeden Schwundregelschaltung ist daher begrenzt. Man kann sie jedoch dadurch wesentlich verbessern, daß man nicht nur eine, sondern zwei oder mehrere Hochfrequenzstufen in die Regelung mit einbezieht. Wenn sich z. B. die Verstärkung der ersten Stufe im Verhältnis 1 : 100 regeln läßt, so kann man mit zwei gleichartigen Stufen eine Regelung von 1 : 10 000 erzielen. Mit anderen Worten heißt das, daß die Lautstärke trotz einer Änderung der Antennenspannung im Verhältnis von 1 : 10 000 praktisch konstant bleibt. Das ist ein ganz gewaltiger Regelbereich. Allerdings muß bemerkt werden, daß eine Regelung in der bis jetzt beschriebenen Form niemals in der Lage ist, die Lautstärke wirklich v o l l k o m m e n auf gleicher Höhe zu halten. Das ist ohne weiteres verständlich, denn der Regelvorgang setzt ja gerade voraus, daß die Spannung am Widerstand R und damit natürlich auch die Lautstärke ein wenig schwanken. Wäre das nicht der Fall, so wäre eine Regelung überhaupt nicht denkbar. Nun sind die Schwankungen an R im allgemeinen so klein, daß sie vom Ohr kaum als Lautstärkeänderungen empfunden werden. Normale Regelschaltungen bewirken z. B. mit einer Spannungsänderung an R im Verhältnis von 1 : 4 bereits eine Verstärkungsänderung im Hochfrequenzteil von über 1 : 10 000. Eine Spannungsschwankung von 1 : 4 wird jedoch vom Ohr wegen dessen logarithmischer Empfindlichkeit praktisch noch nicht wahrgenommen. Will man jedoch eine wirklich vollkommen gleichbleibende Lautstärke, so kann man auch noch die Verstärkung der Niederfrequenz-Vorstufe durch die Gleichspannung der Diode regeln. Man hat für diese „Vorwärtsregelung" (im Gegensatz zu der

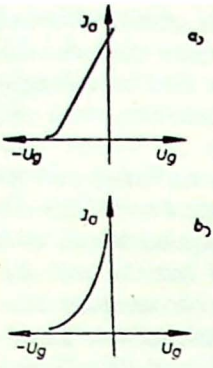


Abb. 258. Form der Röhrenkennlinien bei der Schwundregelung

bisher besprochenen „Rückwärtsregelung") besonders geeignete Röhren geschaffen, die eine verzerrungsfreie Regelung gestatten. Die Vorwärtsregelung wird jedoch nur in ausgesprochenen Spitzenempfängern verwendet.

Die Hochfrequenzverstärkerröhren müssen, wenn sie genügend regelbar sein sollen, eine ganz bestimmte Kennlinie haben. In Abb. 258 sehen wir in Fig. a eine normale Röhrenkennlinie, wie sie z. B. für Niederfrequenzverstärkerröhren Verwendung findet. Die Steilheit dieser Röhre ändert sich praktisch nur in der Nähe des Fußpunktes. Sonst verläuft die Kennlinie fast vollkommen geradlinig, besitzt also eine konstante Steilheit. Eine solche Röhre ist für die Schwundregelung natürlich nicht geeignet, denn eine Änderung der Gitterspannung verlagert zwar den Arbeitspunkt, ändert aber nicht die Steilheit bzw. die Verstärkung. Deswegen brauchen wir eine Kennlinie nach Abb. 258b. Sie ist stark gekrümmt, d. h. ihre Steilheit ändert sich gleichmäßig in Abhängigkeit von der negativen Gittervorspannung. Man kann mathematisch beweisen, daß sich eine Kennlinie, die einer logarithmischen Funktion folgt, für Schwundregelzwecke am besten eignet. Wenn man den Elektronenröhren ein Steuergitter gibt, das in Form einer ungleichmäßigen Spirale etwa nach Abb. 259 ausgebildet ist, so erhalten die Röhren die in Abb. 258 b dargestellte Kennlinie. Solche Röhren heißen Regelröhren oder Exponentialröhren. Sie werden heute von der Industrie mit allen möglichen Daten und Kennlinienformen hergestellt. Es ist ohne weiteres möglich, die Steilheit dieser Röhren im Arbeitsbereich im Verhältnis bis zu 1 : 500 zu verändern. Aus Verzerrungsgründen begnügt man sich jedoch im allgemeinen mit einer schwächeren Regelung und geht nur ungern über ein Verhältnis von etwa 1 : 100 hinaus.

Abb. 259. Ungleichmäßige Gitterspirale bei Regelröhren

Die benötigten Steuerspannungen liegen in der Größenordnung von 20 ... 40 Volt. Diese Spannungen müssen also von der Diode in Abb. 257 erzeugt werden. Daraus ergibt sich, daß die letzte Hochfrequenzverstärkerröhre ganz erhebliche Spannungen liefern muß, was mitunter nicht leicht zu verwirklichen ist. Man hat aus diesem

Grunde spezielle Regelröhren geschaffen, bei denen die Steuerung auf zwei Gitter wirkt. Es handelt sich um Hexoden, wie wir sie bereits vom Superhet kennen. Die Schaltung ist in Abb. 260 angedeutet. Das Gitter 1 ist das erste Steuergitter, dem die zu verstärkende Hochfrequenzspannung zugeführt wird. Darauf folgt ein Schirmgitter 2 und ein weiteres Steuergitter 3, dem sich das Schirmgitter 4 und die Anode 5 anschließen. Das Steuergitter 1 ist so gewickelt, daß die Röhre eine Regelkennlinie nach Abb. 258 b aufweist. Das Steuergitter 3 ändert die Gesamtsteilheit der Kennlinie, wie wir das bereits von der Besprechung der multiplikativen Mischung her kennen. Die Regelspannung wirkt gleichzeitig auf beide Steuergitter. Eine Änderung dieser Spannung bewirkt eine Verlagerung des Arbeitspunktes, was durch das Steuergitter 1 ermöglicht wird. Das Steuergitter 3 dagegen bewirkt eine Änderung der Gesamtsteilheit der ganzen Kennlinie. Durch das gleichzeitige Zusammenwirken ergibt sich eine außerordentlich wirksame Regelung mit verhältnismäßig kleinen Regelspannungen, wie aus Abb. 261 deutlich hervorgeht. Bei geringen Gitterspannungen gilt z. B. die Kennlinie a mit dem Arbeitspunkt A. Erhöht sich die negative Gittervorspannung um einen bestimmten Betrag, so verschiebt das Steuergitter 1 den Arbeitspunkt nach links in Gebiete kleinerer Steilheit. Gleichzeitig sorgt das Gitter 3 dafür, daß der Arbeitspunkt auf eine weniger steile Kennlinie b in Abb. 261 übergeht. Infolgedessen bekommen wir einen neuen Arbeitspunkt B, der eine wesentlich geringere Steilheit als der Arbeitspunkt A aufweist. Derartige „Regelhexoden" kommen jedoch wegen verschiedener Nachteile (Gefahr von Verzerrungen) in modernen Geräten seit längerer Zeit nicht mehr zur Anwendung.

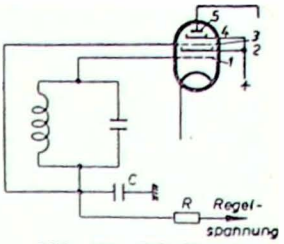


Abb. 260. Schaltung einer Regelhexode

Sind die Feldstärken der Fernsender sehr klein, so legt man auf eine Regelung unterhalb einer gewissen Mindestgröße im allgemeinen keinen Wert, denn man möchte bei den schwachen Feldstärken nach Möglichkeit die volle Verstärkung

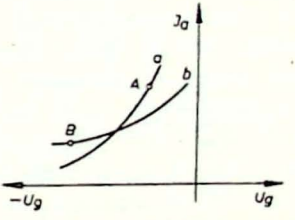


Abb. 261. Zur Wirkungsweise einer Regelhexode

des Empfängers ausnützen. Man wendet dann die sogenannte verzögerte Regelung nach Abb. 262 an. Zu diesem Zweck braucht man eine Doppeldiode. Die eine Diodenstrecke dient in bekannter Weise zur Demodulation. Über den Kondensator C_2 wird die Hochfrequenzspannung zugeführt; die Niederfrequenzspannung tritt am Widerstand R_2 auf. Irgendeine Vorspannung ist zwischen Anode und Kathode nicht vorhanden. Infolgedessen kann man von diesem Widerstand in schon bekannter Weise eine Regelspannung abgreifen, die jedoch bereits bei den kleinsten Senderfeldstärken in Erscheinung tritt. Anders ist das bei der rechten Diodenstrecke, der die Hochfrequenz über den Kondensator C_1 zugeführt wird. Der zugehörige Arbeitswiderstand R_1 liegt am unteren Ende nicht direkt an der Kathode, sondern am Nullpunkt der Schaltung. In der Kathodenleitung finden wir einen Kathodenwiderstand R_3, der wie der Kathodenwiderstand einer Verstärkerröhre wirkt und infolgedessen die rechte Anode der Diode negativ gegenüber der Kathode macht. Demnach muß zunächst eine so große Hochfrequenzspannung vorhanden sein, daß sie die negative Vorspannung der rechten Anode überwindet. Erst dann kann in der rechten Diodenstrecke ein Strom fließen und somit an R_1 eine Regelspannung auftreten. Schwache Fernsender, die nicht in der Lage sind, die negative Vorspannung aufzuheben, lösen daher keinen Regelvorgang aus und werden im Hochfrequenzteil des Empfängers voll verstärkt. Erst wenn die Feldstärke einen bestimmten Wert überschreitet, wird die Regelung wirksam.

In Abb. 262 ist weiterhin gezeigt, daß man einen Teil der Regelspannung von R_1 abgreifen kann. In manchen Fällen

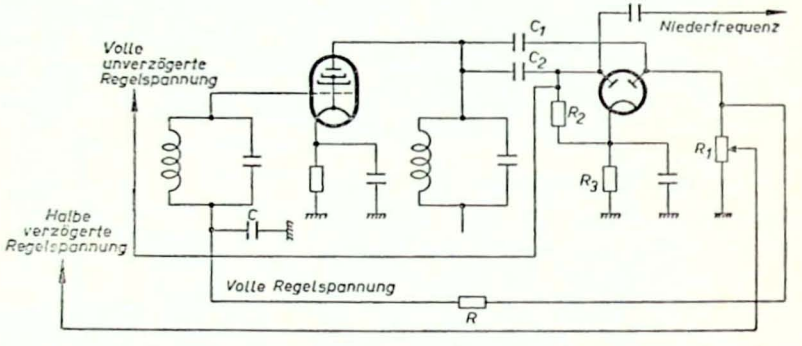


Abb. 262. Schaltung zur verzögerten Regelung und zum Abgreifen eines Teiles der Regelspannung

will man nämlich eine Hochfrequenzstufe des Empfängers nicht mit der vollen Regelspannung aussteuern. Man greift dann den gewünschten Betrag, z. B. nur die halbe Regelspannung, vom Widerstand R_1 ab.

Die besprochene Regelschaltung wurde erstmalig zur Unterdrückung von Schwunderscheinungen verwendet, hat sich jedoch sehr bald für verschiedene andere radiotechnische Zwecke einführen können. Wir werden davon noch in späteren Abschnitten dieses Kapitels hören. Der Gedanke einer automatischen Regelung ist übrigens sehr alt und findet sich schon frühzeitig in verschiedenen anderen Zweigen der Technik.

5. Abstimmanzeiger

Hat man ein Radiogerät ohne Schwundausgleich, so kann man die richtige Abstimmung auf einen Sender ohne weiteres nach dem Gehör vornehmen. Man stimmt einfach auf höchste Lautstärke ab und bedient den Lautstärkeregler so, daß sich die gewünschte mittlere Lautstärke ergibt. Zu einer solchen Regelung sind auch unmusikalische Menschen ohne weiteres fähig, denn eine Einstellung auf höchste Lautstärke setzt keine besonderen musikalischen Qualitäten voraus. Bei einem schwundgeregelten Empfänger dagegen liegen die Dinge anders. Wenn man sich mit der Abstimmung nur ein wenig vom richtigen Wert entfernt, bemüht sich die Regelautomatik, die alte Lautstärke wieder herzustellen. Als Folge der Fehlabstimmung tritt nämlich eine kleinere Spannung am Diodenwiderstand auf, so daß die negative Gittervorspannung der Regelröhren sinkt, was eine Verstärkungserhöhung zur Folge hat. Folglich ändert sich die Lautstärke bei einer Fehlabstimmung wenig oder gar nicht, so daß dem Ohr in dieser Beziehung ein Anhaltspunkt für die richtige Abstimmung fehlt. Musikalische Menschen hören jedoch trotzdem, daß der Empfänger nicht richtig eingestellt ist. Wir werden das verstehen, wenn wir uns an die Ausführungen über die zu jedem modulierten Träger gehörenden Seitenbänder erinnern. Die Tonfrequenzen liegen gewissermaßen links und rechts von der Trägerwelle, und zwar sind sie von dieser um so weiter entfernt, je höher die Frequenz der Modulation ist. Bei einer Fehlabstimmung werden wir daher die höheren Töne stärker als die tieferen hören, so daß die Wiedergabe einer Sprach- oder Musikdarbietung einen helleren Charakter

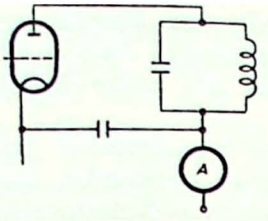


Abb. 263. Meßinstrument als Abstimmanzeiger

erhält. Mitunter kann sich das bis zu einem Zischen steigern. Trotzdem gibt es viele Rundfunkhörer, deren Ohren für eine solche Fehlabstimmung überhaupt nicht empfindlich sind. Weil bei schwundgeregelten Empfängern die Lautstärke trotz der Fehlabstimmung gleichbleibt, wissen sie nicht, ob sie auf den Sender überhaupt richtig eingestellt haben. Die Folge davon ist nicht nur eine unnatürliche Wiedergabe, sondern es besteht auch die Gefahr, daß ein benachbarter Sender durchschlägt und daher eine schlechte Trennschärfe des Gerätes vortäuscht.

Zur Abhilfe dieses Mißstandes hat man die sogenannten Abstimmanzeiger geschaffen. Die Schaltungstechnik der Schwundautomatik schafft einfache Möglichkeiten hierfür. Legt man beispielsweise in den Anodenkreis einer schwundgeregelten Röhre nach Abb. 263 ein kleines Gleichstrom-Meßinstrument, z. B. ein Milliamperemeter mit 5 bis 10 mA Vollausschlag je nach Röhre, so hat man bereits einen Abstimmanzeiger. Ist nämlich genau auf den Sender abgestimmt, so tritt an der Diode die größte Gleichspannung auf. Demnach erhält die Regelröhre die größte negative Gittervorspannung und liefert daher auch den kleinsten Anodenstrom. Infolgedessen wird das Anodenstrommeßinstrument bei richtiger Abstimmung den kleinsten Ausschlag zeigen. Der Rundfunkhörer kann also jetzt nicht nur nach dem Gehör, sondern gewissermaßen auch mit dem Auge abstimmen. Er braucht den Abstimmknopf nur so lange zu verdrehen, bis der Strommesser seinen kleinsten Ausschlag aufweist, und hat dann die Gewähr für eine absolut richtige Abstimmung.

Das Prinzip des Strommessers kehrte im Laufe der Jahre in unzähligen Variationen immer wieder. Bekannt waren z. B. die sog. Schattenanzeiger, die ein Anodenstrom-Meßgerät enthielten. Dieses Meßgerät besaß keinen Zeiger, sondern sein beweglicher Teil steuerte eine mechanische Blende, die sich im Lichtstrahl einer kleinen Glühlampe befand. Der Blendenspalt wurde auf eine winzige Mattscheibe projiziert. Je kleiner der Anodenstrom wurde, um so kleiner wurde der Lichtspalt, so daß eine eindeutige optische Abstimmung möglich war.

Etwas später kamen die sogenannten Glimmröhren-Abstimmanzeiger auf. Eine Glimmröhre besteht nach Abb. 264

aus einer luftleer gemachten Glasröhre G, in der eine stabförmige Kathode K und eine plattenförmige Anode A eingeschmolzen sind. Legt man eine bestimmte Mindestspannung an die Elektroden, so setzt im Innern der Röhre eine „Gasentladung" ein, die sich dadurch äußert, daß die Kathode von einer Lichthaut überzogen ist. Sie rührt von dem glühenden Gasrest her, der sich noch in der Röhre befindet. Die Farbe des Lichtes hängt von dem jeweiligen Gas ab. So leuchtet beispielsweise Kohlendioxyd bläulich, während Neon eine rötliche Farbe liefert. Die Länge der Lichthaut auf der stabförmigen Kathode richtet sich nach der angelegten Spannung. Wenn man eine solche Glimmröhre beispielsweise mit dem Schirmgitter einer geregelten Röhre nach Abb. 265 über einen Widerstand R verbindet, so erhält man einen gut ablesbaren Abstimmanzeiger. Erreichen der Anodenstrom und damit auch der Schirmgitterstrom bei genauer Abstimmung ihren kleinsten Wert, so steigt die Spannung am Schirmgitter auf einen Höchstwert an. Folglich stellt sich an der Kathode der Glimmröhre die längste Lichthaut ein.

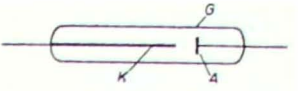


Abb. 264. Aufbau eines Glimmröhren-Abstimmanzeigers

Der modernste Abstimmanzeiger ist das „Magische Auge". Es beruht auf dem Prinzip der schon auf Seite 317 erwähnten Braunschen Röhre. In seinem Innern enthält es außer einer Anode und einem Steuergitter einen sogenannten Leuchtschirm, der unter dem Einfluß der von der Kathode ausgehenden Elektronen mehr oder weniger aufleuchtet. Wir sehen in Abb. 266 den grundsätzlichen Aufbau eines solchen Magischen Auges. Unten ist die Kathode mit dem Heizfaden zu erkennen. Über der Kathode befinden sich das Steuergitter und die Anode. Oberhalb der Anode ist das sogenannte Anzeigegitter angebracht, das in einem Ausschnitt des Leuchtschirmes sitzt. Wird das Anzeigegitter nun mit einer veränderlichen Spannung gesteuert, so wird der von der Kathode ausgehende Elektronenstrahl mehr oder weniger stark gebündelt. Das wirkt sich dadurch aus, daß auf dem Leuchtschirm ein mehr

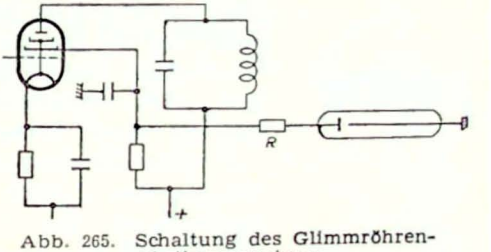


Abb. 265. Schaltung des Glimmröhren-Abstimmanzeigers

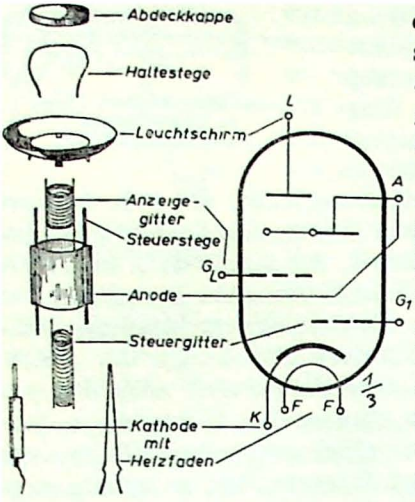


Abb. 266. Grundsätzlicher Aufbau eines Magischen Auges

oder weniger großer Leuchtsektor erscheint. Er ist dann am größten, wenn das Gerät genau auf den Sender abgestimmt ist.

In Abb. 267 sehen wir die drei Phasen des Leuchtschirmes. Das oberste Bild hat Gültigkeit, wenn das Gerät auf keinen Sender abgestimmt ist. Das mittlere Bild bedeutet eine Fehlabstimmung; der Leuchtsektor hat seine maximale Größe noch nicht erreicht. Im untersten Bild ist die Abstimmung richtig. Fast die ganze Fläche des Leuchtschirmes ist nun von grünlichem Licht bedeckt.

In Abb. 268 ist die grundsätzliche Wirkungsweise des Magischen Auges nochmals in Form einer kleinen Skizze dargestellt. Links ist die Abstimmung auf den betreffenden Sender angedeutet, rechts sehen wir die jeweilige Lage der Abstimmung an Hand der Resonanzkurve und den zugehörigen Leuchtsektor des Magischen Auges.

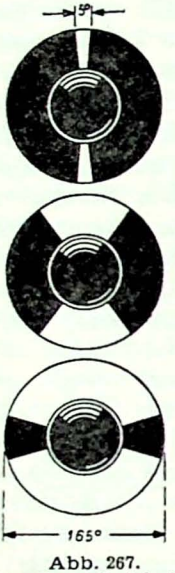


Abb. 267. Leuchtwinkel beim Magischen Auge

Wie Abb. 266 zeigt, enthält diese Röhre außer dem Anzeigegitter, den Steuerstegen und dem Leuchtschirm noch ein Triodensystem, das man beispielsweise zur Verstärkung einer Niederfrequenzspannung heranziehen kann. In Abb. 269 ist die einfachste Schaltung des Magischen Auges dargestellt. Wir sehen eine Diode, von deren rechter Anode die Regelspannung für den Schwundausgleich abgegriffen werden kann. Die Regelspannung gelangt nun nach Aussiebung der Niederfrequenz (mittels eines Widerstandes von 1 Megohm und eines Kondensators von 0,1 Mikrofarad) auf das Steuergitter des Magischen Auges. Im Anodenkreis des Triodensystems liegt ein Widerstand R_a, an dem die Regelspannung

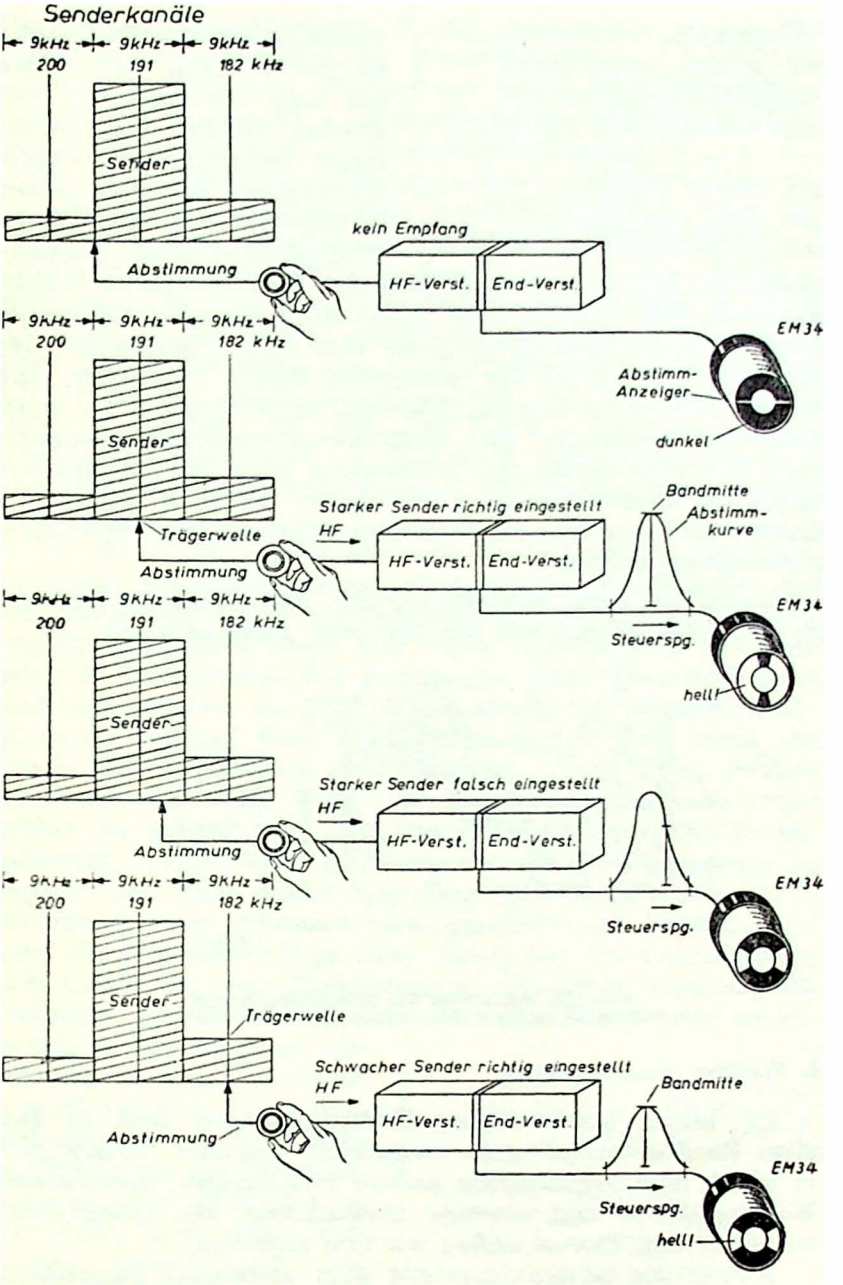


Abb. 268. Zur Wirkungsweise des Magischen Auges

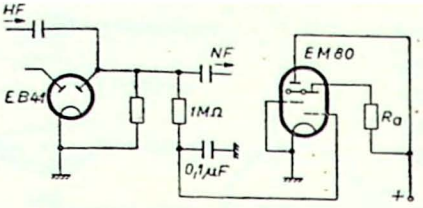


Abb. 269. Einfache Schaltung des Magischen Auges

verstärkt auftritt. Die Anode ist im Inneren der Röhre mit den Steuerstegen verbunden, die den Elektronenstrahl beeinflussen. Das linke Steuergitter ist dabei außer Betrieb und liegt an Kathode. Will man das rechte Triodensystem der Röhre zur Verstärkung der Niederfrequenz heranziehen, so muß man sich einer Schaltung nach Abb. 270 bedienen. Hier ist das linke Steuergitter über einen Spannungsteiler mit dem Schirmgitter der geregelten Röhre verbunden. Die positive Gleichspannung am Schirmgitter wird mit Hilfe eines Kathodenwiderstandes der Abstimmanzeige-Röhre kompensiert. Das Steuergitter des Triodenteils wird mit der niederfrequenten Wechselspannung verbunden. Im Anodenkreis des Triodenteils kann dann die verstärkte Niederfrequenzspannung abgenommen werden.

Es gibt jetzt auch „Magische Striche" und „Magische Fächer", die prinzipiell ebenso wie das Magische Auge arbeiten.

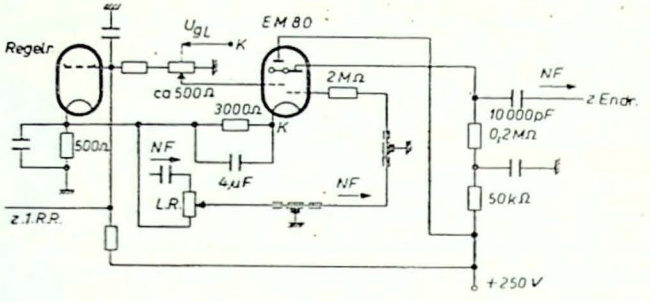


Abb. 270. Schaltung des Magischen Auges mit gleichzeitiger Niederfrequenzverstärkung

6. Weitere Anordnungen

Die bisher beschriebenen Hilfsschaltungen sind in fast allen Rundfunkempfängern eingeführt. Darüber hinaus gibt es jedoch noch verschiedene andere Schaltungen, mechanische Konstruktionen und sonstige Maßnahmen, die gelegentlich zu finden sind. Davon wollen wir nun sprechen.

Das in der Schwundregelung zum erstenmal eingeführte Regelprinzip wurde bald für andere Zwecke übernommen.

Verhältnismäßig alt sind z. B. die sogenannten „Krachtöter" und die Dynamikregelung. Diese Schaltungen kamen besonders in früheren Jahren bei schwundgeregelten Empfängern zur Anwendung. Heute finden wir die Dynamikregelung vor allem in hochwertigen Kraftverstärkern.

In ausgesprochenen Spitzengeräten traf man früher auf die sogenannte automatische Scharfabstimmung. Man hat festgestellt, daß manche Rundfunkhörer auch mit dem Abstimmanzeiger noch nicht in der Lage sind, ein Rundfunkgerät wirklich genau auf den betreffenden Sender einzustellen. Deshalb wurde eine Automatik ersonnen, die dem Hörer diese Arbeit abnimmt. Der schaltungstechnische Aufwand ist allerdings sehr groß, so daß er sich nur für teure Geräte lohnt. Außerdem läßt sich das Prinzip der automatischen Scharfabstimmung nur bei Superhets verwenden. Da es jedoch technisch recht interessant ist, wollen wir es etwas näher besprechen.

In Abb. 271 sehen wir ein Blockschaltbild der automatischen Scharfabstimmung. Zunächst ist die Mischstufe mit der folgenden Zwischenfrequenzstufe angedeutet. Die Zwischenfrequenzstufe steht mit einem sogenannten Diskriminator in Verbindung. Wir werden ihn später genauer besprechen und wollen uns jetzt nur merken, daß er eine Gleichspannung erzeugt, wenn die Zwischenfrequenz ein wenig von ihrem richtigen Wert abweicht. Das ist bei jeder Fehlabstimmung der Fall. Wird z. B. die Zwischenfrequenz etwas größer, so ist die von dem Diskriminator gelieferte Gleichspannung positiv. Wird sie kleiner, so ist die Gleichspannung negativ. Mit Hilfe dieser Spannung wird nun die sogenannte Nachstimmröhre gesteuert, die parallel zum Schwingungskreis des Oszillators liegt. Diese Röhre hat die Eigenschaft, je nach Größe der vom Diskriminator gelieferten Spannung die Frequenz des Oszillators entweder zu erhöhen oder zu erniedrigen. Ist die ganze Anordnung richtig bemessen, so wird bei einer durch Fehlabstimmung hervorgerufenen Erhöhung der Zwischenfrequenz der Oszillator so beeinflußt, daß seine Frequenz entsprechend abnimmt. Infolgedessen wird

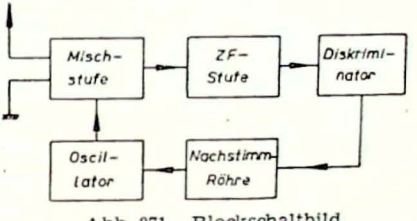


Abb. 271. Blockschaltbild zur automatischen Scharfabstimmung

sich wieder der richtige Wert der Zwischenfrequenz, wie er bei einer einwandfreien Abstimmung auftritt, einstellen. Dann wird die Steuerspannung des Diskriminators jedoch Null, so daß der Regelvorgang aussetzt. Aus diesen Erläuterungen geht hervor, daß die Schaltung selbsttätig eine richtige Abstimmung innerhalb gewisser Grenzen bewirkt. Die genaue Wirkungsweise des Diskriminators und der Nachstimmröhre werden wir im 13. Kapitel bei der Frequenzmodulation noch genau erörtern.

Die sogenannte „Gegenkopplung" wird in Rundfunkempfängern seit einiger Zeit recht gern verwendet. Sie ist das Gegenteil der Rückkopplung, d. h. man führt eine verstärkte Spannung durch irgendeine Schaltmaßnahme auf den Eingang des betreffenden Verstärkers zurück. Die Spannung unterstützt jedoch die Eingangsspannung nicht, sondern wirkt ihr entgegen, so daß damit letzten Endes eine Herabsetzung der Verstärkung verbunden ist. Das ist natürlich unerwünscht, denn man legt ja im allgemeinen auf eine möglichst große Verstärkung Wert. Die Gegenkopplung hat jedoch zur Folge, daß die Verzerrungen, wie sie in jeder Röhre entstehen, stark herabgesetzt werden. Man nimmt daher den Verstärkungsverlust gern in Kauf, wenn man gleichzeitig die Tonqualität verbessern kann.

Schaltungstechnisch unterscheidet man zwischen der Stromgegenkopplung und der Spannungsgegenkopplung. Die Stromgegenkopplung ist besonders einfach zu verwirklichen. Wir sehen in Abb. 272 eine Endröhre, in deren Kathodenleitung ein Widerstand R_k zur Erzeugung der Gittervorspannung liegt. Der Kondensator, der sonst zur Unterdrückung von Wechselspannungen angewendet wird, fehlt jedoch. Infolgedessen bildet sich unter dem Einfluß des Kathodenwechselstroms an dem Widerstand ein Wechselspannungsabfall aus, der nun im Gitterkreis wieder wirksam wird. Wie nämlich die Schaltung zeigt, sind die beiden Widerstände R_g und R_k hintereinander geschaltet, so daß zwischen Gitter und Kathode letzten Endes die Reihenschaltung der Spannungen an R_g und R_k wirksam wird. Immer dann, wenn das Gitter unter dem Einfluß der über den Kopplungskondensator C_k gelan-

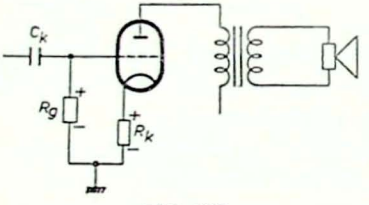


Abb. 272.
Schaltung der Stromgegenkopplung

genden Steuerspannung positiv wird, erhöht sich der Kathodenstrom, so daß das untere Ende von R_k negativ wird; diese Polarität ist in Abb. 272 eingetragen. Folglich zieht sich die Spannung an R_k von der Spannung an R_g ab, so daß die gesamt wirksame Spannung entsprechend absinkt. Die Gegenkopplung wird hier also durch einen Strom bewirkt, weshalb man von Stromgegenkopplung spricht.

Es ist nun möglich, die Gegenkopplung für bestimmte Frequenzen besonders wirksam werden zu lassen. Überbrückt man z. B. R_k mit einem kleinen Kondensator, so werden die hohen Frequenzen stärker kurzgeschlossen als die tiefen. Die Gegenkopplung ist dann nur bei den tiefen Tönen wirksam. Man könnte auch eine Induktivität in Reihe mit dem Widerstand R_k legen; das würde eine stärkere Gegenkopplung der höheren Töne bedeuten, weil dann der Wechselstromwiderstand im Kathodenkreis bei den hohen Tönen größer als bei den tiefen Tönen wäre. Man spricht in diesem Fall von einer frequenzabhängigen Gegenkopplung, die man in der Praxis z. Z. sehr gern verwendet. So läßt sich z. B. die Gegenkopplung von Hand aus veränderlich machen und eventuell mit dem Lautstärkeregler kuppeln. Bildet man die Schaltung so aus, daß die Abnahme der Lautstärke mit einer Zunahme der Gegenkopplung für die hohen Töne Hand in Hand geht, dann erhält man einen gehörrichtigen Lautstärkeregler, wie er aus den auf S. 327 dargelegten Gründen erforderlich ist.

Das Gegenstück der Stromgegenkopplung ist die Spannungsgegenkopplung, die in Abb. 273 dargestellt ist. Von der Anode der Endröhre wird über einen Kondensator C und einen Widerstand R eine Verbindung mit dem Gitter hergestellt. Bei positiver Gitterwechselspannung fließt bekanntlich ein starker Anodenstrom, so daß die Spannung zwischen Anode und Kathode entsprechend kleiner wird. Da diese Spannung zusätzlich auf das Gitter der Röhre gelangt, wirkt sie der eigentlichen Steuerspannung entgegen und setzt die Verstärkung entsprechend herab. Durch diesen Effekt ist eine Gegenkopplung gegeben, die ebenfalls zu einer Abnahme der Verzerrungen führt.

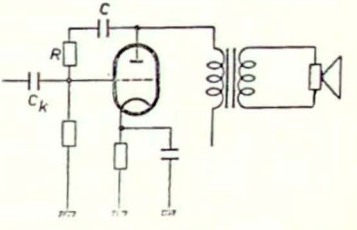


Abb. 273. Schaltung der Spannungsgegenkopplung

Die frequenzabhängigen Gegenkopplungen, vor allem Schaltungen nach Abb. 273, werden in

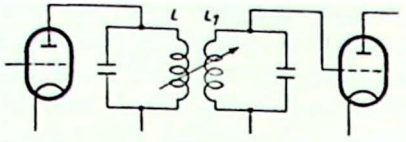


Abb. 274.
Anordnung zur Bandbreiteregelung

modernen Empfängern sehr oft verwendet und gestatten eine wirksame Anhebung oder Absenkung der tiefen und hohen Tonlagen. Sie werden also in den Klangregler - Schaltungen weitgehend herangezogen. Auf die elektrischen Unterschiede zwischen Strom- und Spannungsgegenkopplung wollen wir nicht weiter eingehen.

Wir besprechen nun noch einige Hilfsanordnungen, deren Schwergewicht auf der mechanischen und nicht so sehr auf der schaltungstechnischen Seite des Empfängerbaues liegt. Hierher gehört z. B. die Bandbreitenregulierung. Wegen der tags und nachts unterschiedlichen Feldstärken legt man bei Tagesempfang auf eine große, bei Nachtempfang dagegen auf eine kleine Bandbreite Wert. Um sich den jeweiligen Verhältnissen anpassen zu können, macht man insbesondere bei Superhets den Kopplungsgrad zwischen den Spulen der Zwischenfrequenzbandfilter veränderlich. In Abb. 274 sehen wir diese Maßnahme durch einen Pfeil angedeutet, der die beiden Spulen L und L_1 schneidet. Je enger die Kopplung ist, um so mehr rücken die beiden Höcker der Bandfilterkurve auseinander, um so breiter wird also das Band. Mit Hilfe eines einfachen Seilzuges mit Laufrollen nach Abb. 275 kann man von außen den Kopplungsgrad zwischen den beiden Spulen L_1 und L_2 beliebig einstellen. Die Bandbreitenregelung hat natürlich nur Sinn, wenn der Empfänger eine genügend große Trennschärfe aufweist.

Sehr modern ist die „Klaviertastenabstimmung", früher „Druckknopfabstimmung" genannt. Man hat hiermit eine Vorrichtung geschaffen, die das Einstellen des gewünschten Senders durch einfaches Niederdrücken einer entsprechend gekennzeichneten Taste gestattet. Zur Verwirklichung des Verfahrens gibt es elektrische und mechanische Methoden. Beide sind einfach zu verstehen. Das elektrische Verfahren (Abb. 276) beruht auf der Anwendung kleiner und genau abgeglichener Kondensatoren C, die an Stelle des Drehkondensators wahlweise parallel zur Spule L

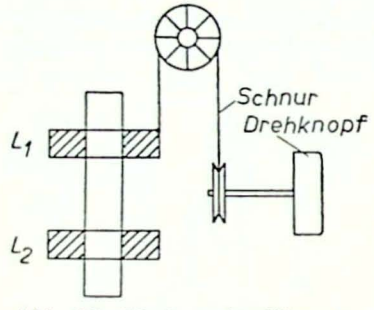


Abb. 275. Mechan. Ausführung der Bandbreiteregelung

des Abstimmkreises geschaltet werden. Die Kondensatoren sind so bemessen, daß beim Einhalten einer bestimmten Kapazität die gewünschte Welle des Rundfunksenders eingestellt wird. Zu jeder Taste S gehört also ein anderer Sender. Durch eine mechanische Verriegelung muß man natürlich dafür sorgen, daß beim Niederdrücken einer neuen Taste die vorher gedrückte in ihre Ruhelage zurückkehrt. An Stelle der umschaltbaren Kondensatoren kann man auch umschaltbare kleine Spulen und einen festen Kondensator verwenden.

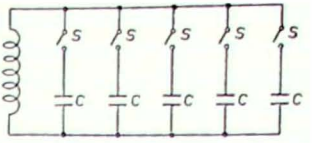


Abb. 276. Druckknopfabstimmung durch Kondensatorumschaltung

Das mechanische Verfahren der Druckknopfabstimmung ist besonders einfach. Man verwendet nach wie vor einen Drehkondensator, den man mit Hilfe eines mechanischen Gestänges mit den verschiedenen Tasten so kuppelt, daß beim Niederdrücken eine ganz bestimmte Kondensatordrehung erzielt wird. Die Wirkungsweise versteht sich wohl von selbst.

Zum Schluß sei noch auf drei weitere Hilfsmaßnahmen, nämlich die Bandspreizung, die fühlbare Abstimmung und die Fernbedienung, hingewiesen. Die „Bandspreizung" findet vor allem Anwendung im Kurzwellenbereich. Empfängt man z. B. kurze Wellen, so bedeutet eine kleine Drehung des Drehkondensators eine wesentlich größere Frequenzänderung als bei der Abstimmung im Mittel- oder Langwellenbereich. Infolgedessen besteht die Gefahr, daß man beim Einstellen eines Kurzwellensenders sehr leicht über die richtige Abstimmung hinwegdreht. Zur Abhilfe dieses Mißstandes dient die Bandspreizung. Man legt meistens in Reihe mit dem Abstimmkondensator einen kleinen Trimmer T nach Abb. 277, der mit Hilfe eines Schalters S kurzgeschlossen werden kann. Bei Empfang von Lang- und Mittelwellen ist dieser Schalter geschlossen, so daß die volle Abstimmkapazität des Drehkondensators C zur Auswirkung kommt. Bei Kurzwellen dagegen ist die Reihenschaltung von C und T wirksam, so daß sich beim Durchdrehen des Kondensators C eine kleinere Frequenzänderung als vorher ergibt. Man erfaßt dann natürlich auch einen kleineren Frequenzbereich, so daß man das gesamte Kurzwellenband unter Umständen in mehrere Einzelbänder aufteilen muß. Das Einstellen der

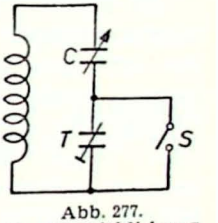


Abb. 277. Zur Verwirklichung der Bandspreizung

Kurzwellenstationen wird nun jedoch außerordentlich erleichtert, weil auf jeden Sender ein wesentlich größerer Drehwinkel trifft. Besonders die hochwertigen Rundfunkempfänger machen daher von der Bandspreizung sehr ausgiebig Gebrauch. Natürlich ist die Schaltung in der Praxis wesentlich komplizierter, weil man meistens in mehrere Kreise Trimmer einschalten muß, die noch dazu einer zusätzlichen Umschaltung bedürfen.

Unter „fühlbarer Abstimmung" versteht man eine Einrichtung, die dem Rundfunkteilnehmer die richtige Abstimmung auf einen Sender durch einen schweren Gang des Abstimmknopfes anzeigt. Man verwendet grundsätzlich eine Schaltung nach Abb. 271, allerdings ohne Nachstimmröhre. Die Spannung des Diskriminators wird nach ausreichender Verstärkung zur Betätigung einer elektromagnetischen Bremse herangezogen, die auf die Achse des Drehkondensators wirkt. Bei richtiger Abstimmung spricht die Bremse an, so daß sich der Drehknopf nur noch schwer drehen läßt. Allerdings hat sich die fühlbare Abstimmung in der Praxis nicht besonders bewährt.

Schließlich noch einige Worte zur „Fernbedienung". Oft besteht der Wunsch, das mitunter recht umfangreiche Radiogerät von einer beliebigen Stelle des Raumes oder der Wohnung aus einzustellen. Man möchte sich den Gang zum Empfänger beim Einstellen auf einen anderen Sender ersparen. Diesem Wunsch kommt die jetzt auch bei uns entwickelte Technik der Fernabstimmung bezw. Fernbedienung entgegen. Zu diesem Zweck sieht man ein kleines Kästchen vor, das die nötigen Bedienungsorgane in Form von Potentiometern usw. enthält. Das Kästchen steht über flexible Leitungen mit dem eigentlichen Radioempfänger in Verbindung und kann leicht an einem beliebigen Platz der Wohnung aufgestellt werden.

Die Leitung zwischen Bedienungskästchen und Radioempfänger ist natürlich ein wenig hinderlich. Man ist daher in den USA noch einen Schritt weitergegangen und hat Anordnungen geschaffen, welche die drahtlose Fernbedienung des Empfängers ermöglichen. Zu diesem Zweck verwendet man einen winzig kleinen Ultrakurzwellensender, der mit den nötigen Bedienungsorganen in einem Kästchen untergebracht ist. Im Rundfunkgerät befindet sich ein kleiner zusätzlicher Ultrakurzwellenempfänger, der auf den Sender abgestimmt

wird. Mit Hilfe einer ziemlich komplizierten Schaltung kann man auf diese Weise den Empfänger ohne jede Drahtverbindung zwischen Bedienungskästchen und Rundfunkgerät einschalten und abstimmen. Natürlich ist die Verwirklichung dieses Verfahrens außerordentlich kostspielig, so daß es in Deutschland bis jetzt noch nicht angewendet wird.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Ein Radioempfänger wird meistens mit Hilfseinrichtungen ausgestattet, um dem Rundfunkhörer die Bedienung zu erleichtern.

2. Es gibt hochfrequente und niederfrequente Lautstärkeregler.

3. Hochfrequente Lautstärkeregler beruhen auf der Veränderung der Gittervorspannung von Regelröhren. Sie verringern den Netzton nicht, vermeiden jedoch eine Übersteuerung der Anfangsstufen des Empfängers.

4. Niederfrequente Lautstärkeregler regeln den Netzton gleichzeitig mit der Lautstärke zurück. Dagegen besteht die Gefahr, daß die vor dem Lautstärkeregler liegenden Stufen übersteuert werden.

5. Hochfrequente Lautstärkeregler werden gewöhnlich als Kathodenwiderstände der Anfangsstufe ausgebildet, während man für die niederfrequenten Lautstärkeregler Potentiometer vor dem Gitter der Endröhre vorsieht.

6. Klangregler haben den Zweck, bestimmte Frequenzgebiete anzuheben oder zu unterdrücken. Sie bestehen im einfachsten Fall aus Kondensatoren oder Drosseln.

7. Klangregler dienen nicht nur zur Behebung linearer Verzerrungen, sondern führen solche oft absichtlich herbei.

8. Klangregler können stetig, aber auch nur stufenweise regelbar ausgeführt werden.

9. Durch Kombination von Klangreglern mit Lautstärkereglern kann man eine gehörrichtige Lautstärkeregelung schaffen.

10. Zur Ausschaltung bestimmter Störsender dienen Sperrkreise, Saugkreise oder Leitkreise.

11. Die automatische Schwundregelung hat den Zweck, die durch den Empfangsschwund bedingten Feldstärkeschwankungen in ihrer Auswirkung auf die Lautstärke auszugleichen.

12. Die automatische Schwundregelung beruht auf dem Gedanken, die Verstärkung der Hochfrequenzstufen in Abhängigkeit von der jeweiligen Empfangsfeldstärke zu regeln. Man braucht für diesen Zweck eine vom Diodengleichrichter erzeugte Regelspannung, ferner Röhren mit veränderlicher Steilheit, die sogenannten Regelröhren.

13. Die der Regelspannung überlagerte niederfrequente Spannung muß mit Hilfe eines Widerstandes und eines Kondensators ausgesiebt werden, bevor sie dem Gitter der Regelröhre zugeleitet wird.

14. Eine Schwundregelung ist nur so lange wirksam, als die Verstärkung des Hochfrequenzteiles noch nicht vollständig ausgenützt ist.

15. Um einen schwundgeregelten Empfänger richtig abzustimmen, benötigt man Abstimmanzeiger. Die älteren Ausführungen beruhen darauf, daß der Anodenstrom oder die Schirmgitterspannung der geregelten Röhren zur Betätigung eines kleinen Meßwerkes herangezogen wird.

16. Das Magische Auge (Magischer Fächer, Magischer Strich) beruht auf dem Prinzip der Braunschen Röhre und zeigt die richtige Abstimmung durch einen mehr oder weniger großen hellen Sektor auf dem Leuchtschirm an.

17. Krachtöter und Dynamikregelung beruhen ebenfalls auf automatisch wirkenden Schaltungen. Sie werden jedoch nur selten angewendet.

18. Die automatische Scharfabstimmung korrigiert die Zwischenfrequenz mit Hilfe eines Diskriminators und einer Nachstimmröhre. Die Schaltung wurde früher in Höchstleistungsempfängern verwendet.

19. Die Gegenkopplung verringert die Verzerrungen und gestattet in frequenzabhängiger Form Klangbeeinflussungen. Man unterscheidet zwischen Strom- und Spannungsgegenkopplung.

20. Es gibt noch verschiedene Maßnahmen (Druckknopfabstimmung, Bandbreiteregelung, Bandspreizung, fühlbare Abstimmung und Fernbedienung), die den Wünschen des Rundfunkteilnehmers entgegenkommen.

Elftes Radio-Quiz:

1. Ein hochfrequenter Lautstärkeregler
   a) bietet Gewähr für kleinste Verzerrungen,
   b) reguliert den Netzton mit der Lautstärke herab,
   c) reguliert die Lautstärke stufenweise.
2. Ein niederfrequenter Lautstärkeregler
   a) hat auf den Wirkungsgrad der Endröhre einen großen Einfluß,
   b) vermindert den Netzton gleichzeitig mit der Lautstärke,
   c) setzt die Aussteuerung sämtlicher Röhren herab.
3. Niederfrequente Lautstärkeregler
   a) schließen den Lautsprecher allmählich kurz,
   b) greifen die Spannung des Demodulators oder der Niederfrequenz-Vorröhre ab,
   c) setzen die Anodenspannung der Endröhre herunter.
4. Klangregler haben den Zweck,
   a) nichtlineare Verzerrungen herabzusetzen,
   b) lineare Verzerrungen herabzusetzen,
   c) die Tonqualität konstant zu halten.
5. Eine Unterdrückung der hohen Töne erzielt man
   a) durch Parallelschaltung einer Drossel zum Außenwiderstand,
   b) durch Parallelschaltung eines Kondensators zum Außenwiderstand,
   c) durch einen Leitkreis.
6. Unter Tag-Nacht-Schalter versteht man
   a) den Ausschalter eines Rundfunkempfängers,
   b) eine einstufige Tonblende,
   c) den Bedienungsgriff für die Lautstärkeregelung.
7. In Klangreglern werden Schwingungskreise verwendet
   a) zur Anhebung der tiefen Töne,
   b) zur Unterdrückung der hohen Töne,
   c) zur Anhebung einer bestimmten Frequenz.
8. Ein Leitkreis wird
   a) in die Antennenleitung geschaltet,
   b) in die Anodenleitung der ersten Hochfrequenzstufe geschaltet,
   c) parallel zur Antennenspule gelegt.

9. Ein Selektionskreis soll
   a) die Trennschärfe eines Empfängers steigern,
   b) einen besonderen Störsender ausschalten,
   c) den Klangcharakter verbessern.

10. Die automatische Schwundregelung soll
   a) eine gleichbleibende Lautstärke trotz Empfangsschwund erzeugen,
   b) die lauten und leisen Töne einander angleichen,
   c) Verzerrungen der demodulierten Spannung selbsttätig regeln.

11. Die Regelspannung für die Schwundregelung wird abgenommen
   a) am Diodengleichrichter,
   b) am Lautsprecher,
   c) an der Hochfrequenzstufe.

12. Die veränderliche Steilheit einer Regelröhre wird erreicht
   a) durch eine besondere Form des Steuergitters,
   b) durch ein bestimmtes Verhältnis zwischen Anoden- und Schirmgitterspannung,
   c) durch eine besondere Ausgestaltung der Anode.

13. Aus der Regelspannung muß ausgesiebt werden
   a) die überlagerte Gleichspannung,
   b) die Niederfrequenzspannung,
   c) geringfügige Spannungsschwankungen.

14. Eine vollständige Schwundregelung erreicht man
   a) durch die Vorwärtsregelung,
   b) durch die Rückwärtsregelung,
   c) durch die Kombination von a und b.

15. Abstimmanzeiger werden benötigt, weil
   a) die richtige Wellenlänge nicht immer genau bekannt ist,
   b) die Abstimmung bei schwundgeregelten Empfängern nicht nach dem Gehör eingestellt werden kann,
   c) der Sender zu schwach zu hören ist.

16. Das Magische Auge beruht auf
   a) einer Glimmlampe,
   b) einer sehr trägheitslosen Glühlampe,
   c) der Braunschen Röhre.

17. Krachtöter haben die Aufgabe,
    a) zu laute Sender automatisch auf kleinere Lautstärken zu regulieren,
    b) starke Störgeräusche zu unterdrücken,
    c) den Netzton zu beseitigen.

18. Dynamikregler sollen
    a) das Verhältnis zwischen den lauten und leisen Tönen vergrößern,
    b) die tiefen Töne anheben,
    c) bestimmte Töne besonders kräftig wiedergeben.

19. Die Gegenkopplung
    a) setzt die Verstärkung und die Verzerrungen herab,
    b) bewirkt grundsätzlich eine Anhebung der hohen Töne,
    c) ist außerordentlich schädlich.

20. Die automatische Scharfabstimmung kommt in Betracht bei
    a) Zweikreisern,
    b) Superhets,
    c) Dreikreisern.

12. Kapitel: Stromversorgung von Radiogeräten

Die richtige Stromversorgung von Radiogeräten ist ein sehr wichtiges Kapitel, vor allem deshalb, weil nicht nur gewisse elektrische Bedingungen erfüllt werden müssen, sondern weil die Wirtschaftlichkeit eine große Rolle spielt. Der Stromverbrauch gewöhnlicher Empfänger ist zwar nicht sehr bedeutend, beeinflußt jedoch die in einem kleinen bis mittleren Haushalt monatlich fällige Stromrechnung nicht unerheblich.

Wir unterscheiden grundsätzlich zwischen Empfängern, die aus Batterien betrieben werden sollen, ferner den sogenannten Gleichstromempfängern, den Wechselstromempfängern und den Allstromempfängern. Davon soll in diesem Kapitel die Rede sein.

1. Batteriebetrieb

Schon bei der Besprechung der Elektronenröhren erwähnten wir, daß der Batteriebetrieb immer mehr an Bedeutung verliert. Er ist trotzdem in besonderen Fällen unentbehrlich. Soll ein Empfänger an einem Ort betrieben werden, an dem kein Lichtnetz zur Verfügung steht, so muß man die für den Empfänger nötigen Betriebsspannungen aus Batterien entnehmen.

Die Heizung der Röhrenfäden aus Batterien ist außerordentlich einfach. Man verwendet vor allem Röhren mit genau gleichen Heizspannungen. Infolgedessen kann man die einzelnen Fäden nach Abb. 278 parallel schalten und aus einer Stromquelle speisen, deren Spannung genau der vorgeschriebenen Heizspannung entspricht. Es gibt Röhren, die für 1,2, 1,4, 2, 2,8, 4, 6,3 und 12,6 Volt gebaut sind. Weshalb?

Will man zur Heizung Trockenbatterien verwenden, so muß man bedenken, daß ein Trokkenelement gewöhnlich eine Spannung von etwa 1,5 Volt hat. An diesen Wert wurde der Heizfaden entsprechend angepaßt. Akkumula-

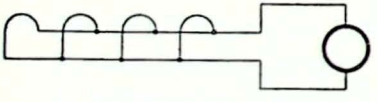


Abb. 278. Parallelheizung

toren dagegen haben 2 Volt, 4 Volt, 6 Volt und 12 Volt. Den Wert von 6,3 bzw. 12,6 Volt für den Heizfaden wählt man im Hinblick auf die Überspannung, die nach der Ladung auftreten kann.

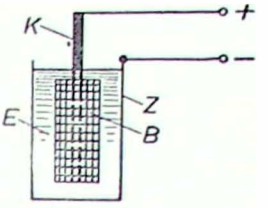


Abb. 279. Aufbau einer Trockenbatterie-Zelle

Wir wollen uns ein wenig darüber unterhalten, wie Trockenbatterien und Akkumulatoren aufgebaut sind und wie sie wirken. Trockenbatterien sind aus dem Alltag in Form der Taschenlampenbatterien geläufig. Sie bestehen nach Abb. 279 aus kleinen Einzelzellen. Ganz außen liegt ein Zinkzylinder Z, in dessen Innerem ein mit Braunstein gefüllter Beutel B angeordnet ist. Zwischen diesem Beutel und der Innenfläche des Zinkzylinders befindet sich der sogenannte Elektrolyt E. Bei den Trockenbatterien ist er nicht flüssig, sondern breiförmig. Er besteht aus einer Lösung von Salmiaksalz in Wasser; mit dieser Lösung wird ein breiartiger Stoff getränkt, den man in den Zinkzylinder füllt. In den Braunsteinbeutel ragt ein Kohlestift K.

Durch elektrolytische Vorgänge, die uns hier nicht weiter zu interessieren brauchen, entsteht zwischen dem Kohlestab und dem Zinkzylinder eine elektrische Gleichspannung, und zwar ist der Kohlestab stets positiv und der Zinkzylinder negativ. Die Spannung schwankt zwischen 1,2 und 1,6 Volt je Zelle. Eine Taschenlampenbatterie enthält drei solcher Zellen, die nebeneinander angeordnet sind. Daraus erklärt sich die flache Form dieser Batterien. Wir sehen in Abb. 280 in schematischer Darstellung die Anordnung einer Taschenlampenbatterie. Die Zellen sind hintereinandergeschaltet, d. h. der Pluspol der ersten Zelle ist mit dem Minuspol der nächsten verbunden usw. An den letzten Kohlestift und an den letzten Zinkzylinder werden kleine Metallstreifen gelötet, die das Verbinden der Batterie mit dem äußeren Stromkreis gestatten (s. a. Abb. 3 und 11, Tafel IV).

Nach dem gleichen Prinzip sind die Heizbatterien für Radiozwecke aufgebaut. Da man einer Batterie um so mehr und um so länger Strom entnehmen kann, je größer Kohlebeutel und Zinkzylinder sind, verwendet man für Radiozwecke größere Elemente. Im allgemeinen kommt man mit einem, höchstens zwei Elementen aus.

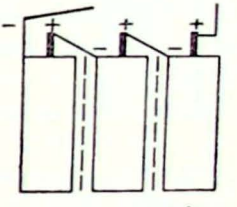


Abb. 280. Aufbau einer Taschenlampenbatterie

Sie sind in kleine Pappschachteln mit einer schwarzen Masse eingegossen und auf diese Weise gegenüber der Außenwelt luftdicht abgeschlossen.

Man darf einer Trockenbatterie nicht mehr Strom entnehmen, als die Lieferfirma vorschreibt. Je längere Pausen zwischen die Betriebszeiten eingeschaltet werden, um so länger kann man die Batterie verwenden. Ist die Spannung unter einen bestimmten Wert gesunken, so ist die Batterie unbrauchbar. Versuche, sie wiederherzustellen, scheitern im allgemeinen vollständig. Abb. 3, Tafel IV, zeigt das Aussehen einer Trockenbatterie für Radiozwecke.

Es wurde schon erwähnt, daß der positive Pol aus einem Braunsteinbeutel besteht. Dem Braunstein kommt dabei noch eine andere, besonders wichtige Aufgabe zu. Er soll nämlich die sich im Betrieb bildenden Wasserstoffblasen, deren Anwesenheit das gute Arbeiten beeinträchtigt, an sich binden.

Trockenbatterien haben die Eigenschaft, daß ihre Spannung während des Betriebes langsam, aber stetig abfällt. Diese Erscheinung ist natürlich unerwünscht, denn man möchte eine möglichst konstante Heizspannung. Deshalb verwendet man zum Heizen der Röhrenfäden im allgemeinen lieber Akkumulatoren, die während des Betriebs eine vollkommen konstante Spannung aufweisen.

Im Gegensatz zu einer Trockenbatterie, die von sich aus Spannungen erzeugt und deshalb auch Primärelement genannt wird, kann ein Akkumulator nicht unmittelbar elektrische Leistung abgeben. Man bezeichnet daher Akkumulatoren auch als Sekundärelemente.

In Abb. 281 sehen wir die grundsätzliche Anordnung. Eine Akkumulatorzelle besteht aus einem Glasgefäß G, in dem sich drei Platten P_1, P_2 und P_3 befinden. Das Glasgefäß selbst wird mit chemisch reiner, verdünnter Schwefelsäure gefüllt. Die Platten bestehen aus einem Bleigitter, dessen Maschen bestimmte Bleiverbindungen enthalten. Die mittlere Platte P_2 bekommt z. B. eine Füllung aus Mennige, die beiden anderen miteinander verbundenen Platten eine solche aus Bleiglätte. Ist eine derartige Zelle neu hergestellt worden, so weisen die Enden der Platten keine Span-

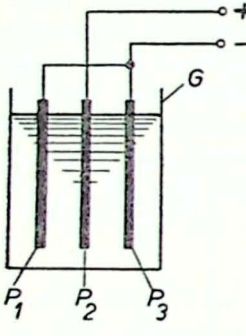


Abb. 281.
Zur Wirkungsweise des Akkumulators

nung gegeneinander auf. Man muß den Akkumulator vielmehr zuerst „laden", was nach Abb. 282 in einfacher Weise durch Verbinden seiner Anschlüsse mit dem Gleichstrom-Lichtnetz unter Zwischenschaltung eines Widerstandes R geschieht. Dieser Widerstand muß so groß sein, daß der in den Akkumulator fließende Ladestrom den von der Fabrik vorgeschriebenen Wert nicht überschreitet. Während der Dauer des Ladestromes vollzieht sich nun im Innern der Zelle ein elektrochemischer Vorgang, der eine chemische Umwandlung der Bleiverbindungen in den Platten bewirkt. Diese Umwandlung ist gleichzeitig mit einer Aufspeicherung von Energie in chemischer Form verbunden. Nach einer gewissen Zeit ist die Umwandlung vollständig beendet. Läßt man den Ladestrom dann noch weiter fließen, so beeinflußt er die Bleiplatten nicht länger. Dafür tritt eine Elektrolyse der Schwefelsäurelösung ein, was sich vorzugsweise durch Bildung von Wasserstoff und Sauerstoff in Form kleiner Bläschen bemerkbar macht, die an den Platten hochsteigen. Ist der Ladestrom stark genug, so ergibt sich ein kochendes Geräusch. Das ist ein Zeichen dafür, daß die Ladung beendet ist. Man muß nun den Akkumulator vom Lichtnetz abtrennen.

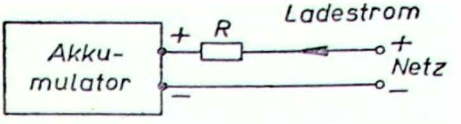


Abb. 282. Schaltung zur Ladung von Akkumulatoren

Mißt man jetzt die Spannung zwischen den Anschlüssen der Zelle, so wird man ziemlich genau einen Wert von 2 Volt feststellen, der kurz nach der Ladung allerdings etwas höher liegt. Man kann dem Akkumulator nunmehr wie jeder anderen Stromquelle Strom entnehmen. Auch dieser Entladestrom darf einen bestimmten, von der Fabrik vorgeschriebenen Wert nicht überschreiten, wenn man die Zelle nicht beschädigen will. Wird der normale Betriebsstrom eingehalten, so liefert der Akkumulator während des Betriebes eine außerordentlich konstante Spannung von 2 Volt, die erst dann zu sinken beginnt, wenn die Entladung beendet ist. Es gibt auch Akkumulatoren mit Elektroden aus Nickel und Cadmium mit anderem Elektrolyt in kleinen gasdichten Ausführungen („DEAC-Zellen"). Sie bewähren sich vor allem in Kleinstgeräten, z. B. in Reiseempfängern (s. Abb. 12 und 13, Tafel IV).

Wir kommen nun zur Frage der Anodenstromversorgung aus Batterien. Hierfür kommen fast ausschließlich Trockenbatterien nach dem Prinzip der Abb. 279 in Betracht. Für

Zwecke der Anodenstromversorgung braucht man bekanntlich verhältnismäßig große Spannungen, dagegen nur kleine Ströme. Deshalb setzt sich eine „Anodenbatterie" aus vielen kleinen Einzelzellen zusammen, die in ihren Abmessungen wesentlich kleiner als die für Heizzwecke verwendeten Zellen sein dürfen. Um eine hohe Spannung erzeugen zu können, sind jedoch sehr viele derartige Zellen erforderlich. Braucht man z. B. eine Anodenspannung von 150 Volt, so benötigt man immerhin 100 Zellen, da jede einzelne nur eine Spannung von etwa 1,5 Volt abzugeben vermag. Infolgedessen sind die Anodenbatterien verhältnismäßig teuer, so daß der dauernde Betrieb eines Radiogerätes relativ kostspielig wird. Die einzelnen Zellen sind von etwa 20 zu 20 Volt abgezapft und nach außen geführt. Auf diese Weise kann man beliebige Teilspannungen abgreifen, was für Radiozwecke sehr vorteilhaft ist. Die Anodenspannungen der Röhren liegen meist höher als die der Schirmgitter; durch richtige Wahl der Anschlüsse kann man entsprechend abgestufte Spannungen abgreifen, braucht also keine elektrische Leistung zu vernichten. Das ist in der Praxis sehr vorteilhaft.

In den letzten Jahren ist es gelungen, die äußeren Abmessungen der Anodenbatterien bei gleicher Spannung außerordentlich zu verringern. Den Anstoß zu dieser Entwicklung boten die Forderungen der Konstrukteure kleiner Reisegeräte, wie man sie heute häufig sieht. Bisher war den Abmessungen und dem Gewicht der Reiseempfänger vor allem durch die großen und schweren Batterien eine untere Grenze gesetzt. Heute kann man dagegen dank der kleinen Batteriesysteme derart leichte Empfänger bauen, daß sich der Gedanke des Reiseradio mehr und mehr durchgesetzt hat. Die heutigen Batterien haben teilweise nur mehr ein Zehntel des Volumens der früheren Ausführungen, was einen gewaltigen Schritt vorwärts bedeutet. Abb. 3, Tafel IV, zeigt das Aussehen einer Miniatur-Anodenbatterie.

In Abb. 283 sehen wir als Beispiel die Schaltung eines gänzlich aus Batterien gespeisten Zweiröhren-Audionempfängers. Der äußerste Minuspol der Anodenbatterie ist über den Gitterwiderstand der letzten Röhre mit dem Gitter verbunden. Das eine Heizfadenende liegt an der Anzapfung + 3 Volt der Anodenbatterie, so daß das Gitter um 3 Volt negativer als der Heizfaden ist. Auf diese Weise gewinnt man die negative Vorspannung. Die Schirmgitterspannung für die letzte

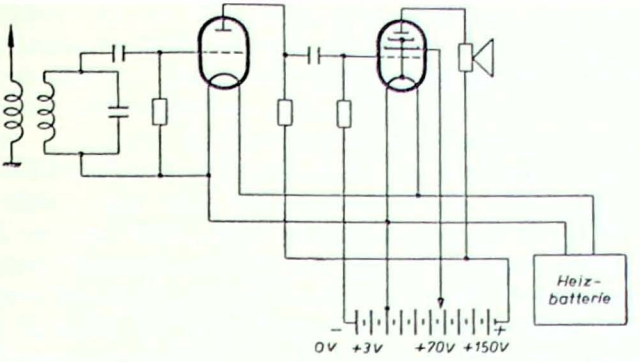


Abb. 283. Schaltung eines batteriebetriebenen Gerätes

Röhre wird bei + 70 Volt abgegriffen, während die beiden Anodenspannungen am äußersten Pluspol der Batterie angeschlossen werden.

2. Gleichstrombetrieb

Soll ein Radiogerät zum Betrieb an Gleichstromnetzen geeignet sein, so geht man folgendermaßen vor: Man verwendet Röhren mit einem möglichst kleinen Heizstrom, jedoch einer möglichst großen Heizspannung. Erzielt man nämlich die erforderliche Heizleistung durch eine große Spannung und einen kleinen Strom, so wird der Betrieb wesentlich wirtschaftlicher als im umgekehrten Fall. Man kann Gleichstrom bekanntlich nicht transformieren, so daß man gezwungen ist, die zum Heizen der Fäden nicht erforderliche überschüssige Spannung zu vernichten. Das bedeutet natürlich gleichzeitig einen erheblichen nutzlosen Verbrauch elektrischer Energie.

In Abb. 284 ist das grundsätzliche Schaltbild eines Heizkreises für Gleichstrombetrieb dargestellt. Sämtliche Röhrenfäden 1, 2, 3, 4 sind in Reihe geschaltet. Hat jeder Faden beispielsweise eine Spannung von 12 Volt, so benötigt man insgesamt 48 Volt. Hat das Gleichstromnetz eine Spannung von 220 Volt, so müssen die restlichen 172 Volt in einem Vorwiderstand R vernichtet werden. Beträgt der notwendige Heizstrom z. B. 0,1 Ampere, so geht an diesem Vor-

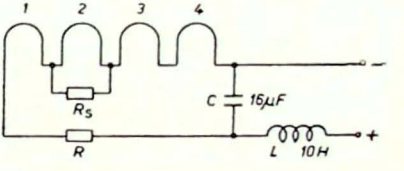


Abb. 284. Schaltbild eines Heizkreises für Gleichstrombetrieb

widerstand eine Leistung von $0{,}1 \cdot 172 = 17{,}2$ Watt nutzlos in Form von Wärme verloren. Der Verlust ist um so größer, je größer der erforderliche Heizstrom und je kleiner die Heizspannungen der Röhren sind, wie sich aus der soeben angestellten Rechnung ohne weiteres ergibt.

Mitunter kommt es vor, daß die verwendeten Röhren einen verschieden großen Heizstrom aufweisen. In Abb. 284 soll z. B. die Röhre 2 einen kleineren Heizstrom haben. Man muß dann parallel zum Faden dieser Röhre einen Widerstand R_s, einen sogenannten Shunt, legen, der den überschüssigen Heizstrom vom Faden der Röhre fernhält. Er läßt sich in einfacher Weise berechnen. Hat z. B. der Heizstrom der Röhren 1, 3 und 4 einen Wert von 0,15 Ampere, während die Röhre 2 nur einen Strom von 0,1 Ampere benötigt, so muß die Stromdifferenz von $0{,}15 - 0{,}1 = 0{,}05$ Ampere über den Widerstand R_s fließen. Hat die Heizspannung der Röhre 2 einen Wert von 4 Volt, so errechnet sich der Widerstand R_s nach dem Ohmschen Gesetz einfach zu $4 : 0{,}05 = 80$ Ohm.

Auch der Widerstand R kann leicht berechnet werden, indem man die auf ihn fallende Spannung durch den Heizstrom dividiert.

Wir sehen in Abb. 284 außerdem eine Siebkette, die aus der Drossel L und dem Kondensator C besteht. Sie hat die Aufgabe, in der Gleichspannung des Lichtnetzes noch vorhandene störende Wechselspannungen zu beseitigen. Ihre Wirkungsweise haben wir schon auf Seite 66 kennengelernt, so daß wir darauf nicht näher einzugehen brauchen.

Auch die Versorgung von Gleichstromgeräten mit der erforderlichen Anodenspannung ist außerordentlich einfach. Da im Heizkreis gewöhnlich eine Drosselkette nach Abb. 284 vorgesehen ist, kann man sich eine weitere Siebkette meistens sparen. Will man die Anodenkreise besonders störempfindlicher Röhren zusätzlich sieben, so kann man sich einer Schaltung nach Abb. 285 bedienen. Dort ist eine Röhre mit einem Anodenaußenwiderstand R_a dargestellt, der aus einem Ohmschen Widerstand, aber auch aus einem Schwingungskreis oder einem Transformator bestehen kann. Die hinter der Siebkette

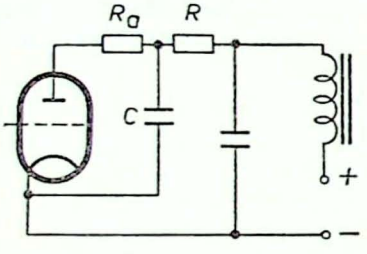


Abb. 285. Zusätzliche Siebung der Anodenkreise

vorhandene, noch nicht genügend „gereinigte" Gleichspannung des Lichtnetzes wird nun mit Hilfe des Widerstandes R und des Kondensators C nochmals gesiebt. Diese Anordnung wirkt genau wie eine mit einer Drossel arbeitende Siebkette; die Drossel ist lediglich durch den Widerstand R ersetzt. Nachteilig ist natürlich, daß nicht nur die störende Wechselspannung, sondern auch ein gewisser Teil der Gleichspannung an R verlorengeht. Bei den verhältnismäßig kleinen Anodenströmen spielt das jedoch keine große Rolle.

In früheren Jahren wurden, wie schon auf Seite 134 erwähnt, besondere Gleichstromröhren zum Betrieb an Gleichspannungsnetzen gebaut. Sie waren indirekt geheizt und wiesen eine verhältnismäßig große Heizspannung bei geringem Heizstrom auf. Heute sind diese Röhren wegen des zunehmenden Verschwindens der Gleichstromnetze bedeutungslos geworden.

3. Wechselstrombetrieb

Für den Betrieb aus Wechselstromnetzen verwendet man, wie wir schon hörten, sogenannte Wechselstromröhren. Sie sind indirekt geheizt und besitzen einen verhältnismäßig dicken Heizfaden. Die Heizfäden werden nach Abb. 286 parallelgeschaltet und über einen Transformator T aus dem Wechselstromnetz unmittelbar geheizt. Auf diese Weise erhält man einen außerordentlich einfachen Heizkreis, der keine Widerstände oder Siebmittel zu enthalten braucht.

Die Anodenstromversorgung ist wesentlich komplizierter, weil man die Wechselspannung des Lichtnetzes zunächst gleichrichten muß. Hier kommen die Ausführungen auf Seite 110 zu Hilfe, die uns die grundsätzliche Wirkungsweise eines Gleichrichters bereits vor Augen führten. In Abb. 287 sehen wir die vollständige Schaltung eines sogenannten Einweggleichrichters. V ist die Gleichrichterröhre, die als Diode wirkt. Sie wird aus der Wicklung H_1 eines Transformators T, des sogenannten Netztransformators, geheizt. A ist eine weitere Wicklung dieses Transformators, die einige hundert Volt Wechselspannung abzugeben imstande ist. Diese Spannung liefert nach Gleichrichtung die Anodengleichspannung. In

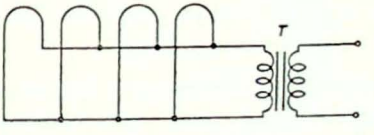


Abb. 286. Schaltung des Heizkreises bei Wechselstrombetrieb

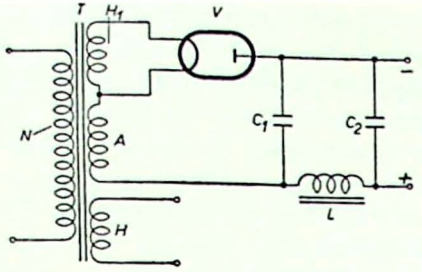


Abb. 287. Vollständige Schaltung eines Einweggleichrichters

schon bekannter Weise entsteht diese an dem Kondensator C_1 in Form einer pulsierenden Spannung. Die Pulsationen werden durch die anschließende Siebkette LC_2 unterdrückt. Die Polarität ergibt sich aus der schon bekannten Wirkungsweise der Schaltung. Auf dem Transformator ist eine weitere Wicklung H angebracht, der die Spannung für die Röhrenheizung entnommen werden kann. Schließlich finden wir noch eine Wicklung N, die der Primärwicklung des Transformators entspricht. An diese sogenannte Netzwicklung wird die Spannung des Wechselstromnetzes angeschlossen, unter deren Einfluß die Sekundärspannungen an H_1, A und H auftreten.

Die Einweg-Gleichrichtung nutzt bekanntlich immer nur die eine Halbwelle der Wechselspannung aus (siehe Abb. 68). Dadurch ergibt sich natürlich eine wesentlich kleinere mittlere Gleichspannung, so daß man gerne zu der sogenannten Zweiweg- oder Doppelweg-Gleichrichtung nach Abb. 288 greift. Die Wicklung für die Anodenspannung ist dort in zwei Hälften A_1 und A_2 aufgeteilt, in der Röhre V finden wir zwei Anoden. In Verbindung mit dem Heizfaden bildet jede Anode eine gesonderte Diodenstrecke. Nehmen wir einmal an, in einem bestimmten Zeitaugenblick sei gerade das obere Ende der Wicklung A_1A_2 positiv, das untere dagegen negativ. Dann kann nur in der unteren Anodenstrecke durch die Röhre V ein Strom zustande kommen, der den Kondensator C_1 auflädt. Die obere Anodenstrecke beteiligt sich nicht an der Stromlieferung, weil die Anode negativ gegenüber der Mittelanzapfung der Anodenspannungswicklung ist. Dreht sich nun die Polarität der Wechselspannung um, so ist die untere Strecke negativ gegenüber der Mittelanzapfung. Infolgedessen kommt dort kein Strom zustande, dafür jedoch in der oberen

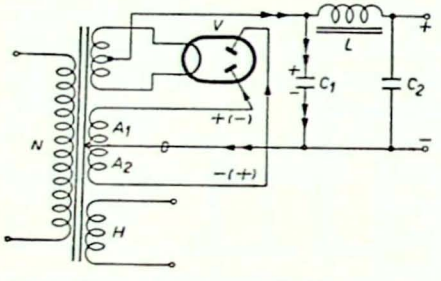


Abb. 288. Vollständige Schaltung eines Zweiweg- od. Doppelweggleichrichters

Anodenstrecke. Der neue Strom fließt jedoch ebenso zur Kathode der Röhre V, so daß er in gleicher Richtung den Kondensator C_1 auflädt. Die beiden Teilströme, die zur positiven und negativen Halbwelle gehören, sind in Abb. 288 durch einfache Pfeile angedeutet, während dort, wo die beiden Gleichströme zusammenfließen, doppelte Pfeile vorgesehen sind. Zur näheren Erläuterung ist in Abb. 289 noch dargestellt, wie der Ladestrom im einzelnen verläuft. Die obere Figur dieser Abbildung zeigt den Verlauf der Wechselspannung an der Wicklung A_1A_2, die mittlere Figur dagegen den Verlauf des in den Kondensator C_1 fließenden Ladestromes. Wir sehen, daß nunmehr beide Halbwellen der Wechselspannung ausgenützt sind, so daß die Ladepause des Kondensators wesentlich kürzer ist als bei Einweg-Gleichrichtung. Infolgedessen ist die Welligkeit der entstehenden Gleichspannung am Kondensator C_1 erheblich kleiner, wie das die untere Figur der Abb. 289 andeutet. Trotzdem ist auch bei der Doppelweg-Gleichrichtung eine Siebkette zur Beseitigung der Wechselstromreste in Form einer Drossel L und eines Kondensators C_2 nach Abb. 288 unbedingt erforderlich.

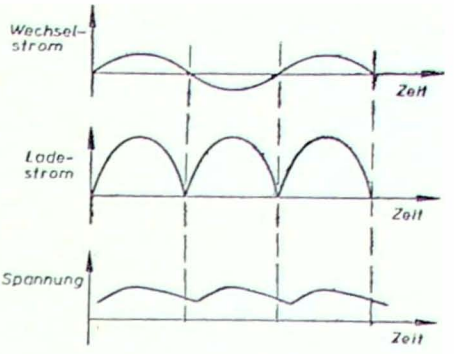


Abb. 289. Strom- und Spannungsverlauf beim Zweiweggleichrichter

Alles, was hinter der Siebkette angeschlossen wird, unterscheidet sich nicht von den bisher kennengelernten Schaltungen. An Stelle von Gleichrichterröhren werden in zunehmendem Maße auch Selengleichrichter verwendet. In neuester Zeit werden weiterhin Germanium- und Silizium-Flächengleichrichter hergestellt, die sich durch große Leistungsfähigkeit und winzige Abmessungen auszeichnen.

4. Allstrombetrieb

Der Allstrombetrieb bringt uns nichts grundsätzlich Neues. Er ist für Geräte gedacht, die sowohl für den Betrieb an Wechselstrom- als auch an Gleichstromnetzen geeignet sein sollen. Allerdings tritt das reine Wechselstromgerät heute im-

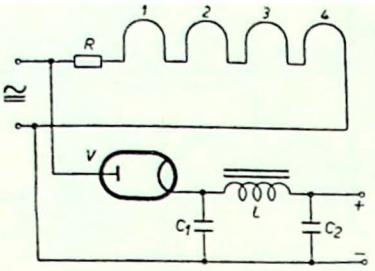


Abb. 290. Schaltung des Netzteils beim Allstromempfänger

mer mehr in den Vordergrund, weil die Gleichstromnetze vor allem in Städten durch Wechselstromnetze abgelöst werden.

In Abb. 290 ist die grundsätzliche Schaltung des Netzteils für einen Allstromempfänger wiedergegeben. Man verwendet sogenannte Allstromröhren, deren Heizfäden wie beim Gleichstrombetrieb stets in Reihe geschaltet werden müssen, weil bei Gleichstrombetrieb eine Transformation nicht möglich ist. Zur Aufnahme der überschüssigen Spannung dient der Widerstand R. Die Gleichrichterröhre V ist mit ihrer Anode unmittelbar an die Netzspannung angeschlossen. Auch die Gleichrichterröhre ist indirekt geheizt und besitzt den Heizfaden 1, der in Reihe mit den übrigen Empfängerröhren liegt. An C_1 tritt in bekannter Weise die pulsierende Spannung auf, die nunmehr in einer Siebkette LC_2 geglättet wird. Wie man sieht, ist die Schaltung außerordentlich einfach und vor allem universell verwendbar. Sie kehrt in dieser Form bei sämtlichen Allstromgeräten wieder. Beim Betrieb an Gleichstromnetzen ist die Gleichrichterröhre an sich überflüssig. Sie stört aber nicht, weil sie jetzt lediglich wie ein kleiner Widerstand wirkt. In Sonderfällen findet man noch eine Spezialschaltung mit Netztransformator, die dafür sorgt, daß man bei Wechselstromnetzen niederer Spannung (110 Volt) die Anodenspannung heraufsetzen kann. Die modernen Rundfunkröhren entfalten nämlich erst dann ihre volle Leistung, wenn sie eine genügend hohe Anodenspannung zugeführt erhalten. Deshalb ist z. B. der Betrieb an einem Gleichstromnetz von 110 Volt immer sehr ungünstig. Man hat ja keine Möglichkeit, die Spannung durch irgendwelche Maßnahmen zu erhöhen, so daß man sich dann mit einer geringeren Leistung des Radiogerätes zufriedengeben muß. In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß die amerikanische Radioindustrie ausgezeichnete Röhren herstellt, die bereits bei 110 Volt eine sehr gute Leistung abgeben können.

In Abb. 290 ist es wichtig, daß die Schicht zwischen der eigentlichen Kathode der Röhre V und dem Heizfaden nicht so schnell von einer Spannung durchschlagen werden kann. Des-

halb haben die Gleichrichterröhren für Allstromzwecke eine besonders hochwertige Isolation zwischen Faden und Schicht. Man ersetzt auch sehr oft die Gleichrichterröhre V durch einen Trockengleichrichter (s. S. 369), der ähnlich wie ein Detektor wirkt. Man braucht dann überhaupt keine Heizung, und die Lebensdauer dieser Gleichrichter ist praktisch unbeschränkt.

5. Sonstige Einzelheiten

Es gibt noch verschiedene Fragen, die bei der Stromversorgung von Radiogeräten beachtet werden müssen. Eine an sich unscheinbare, aber in der Praxis doch recht wichtige Sache ist die Beleuchtung der Skala eines Rundfunkempfängers. Man verwendet für diesen Zweck kleine Glühlämpchen, wie wir sie von den Taschenlampenbatterien her kennen. Handelt es sich um ein Batteriegerät oder einen nur für Wechselstrom gebauten Apparat, so schaltet man das Lämpchen einfach parallel zu den Heizfäden der Röhren. Es kommt dann gleichzeitig mit den Heizfäden zum Brennen. Schwieriger liegen die Dinge, wenn die Heizfäden in Reihe geschaltet sind. Man kann natürlich ohne weiteres nach Abb. 291 auch das Lämpchen in Reihe mit den Heizfäden schalten. Der Glühfaden der normalen Glühlampen ist jedoch gewöhnlich wesentlich dünner als der Heizfaden der Radioröhren. Außerdem haben die Heizfäden in kaltem Zustand einen wesentlich kleineren Widerstand, als wenn sie betriebswarm sind. Schaltet man nun einen solchen Heizkreis ein, so ist der Strom wegen der kalten Heizfäden zunächst wesentlich größer. Den Röhrenfäden schadet das weiter nichts, weil sie sich wegen ihrer Wärmeträgheit erst langsam erhitzen. Der dünne Glühfaden der Beleuchtungslampe dagegen kommt sofort in Weißglut und ist nun stark überlastet, weil er einen größeren Strom als zulässig erhält. Erst wenn die Röhrenfäden die richtige Temperatur und damit einen größeren Widerstand aufweisen, geht der Strom entsprechend zurück, so daß die Beleuchtungslampe normal brennt.

Zur Behebung dieser unangenehmen Erscheinung gibt es verschiedene Mittel. Man kann z. B. in den Heizkreis einen Widerstand mit besonderen Eigenschaften legen. So hat ein dünner Stab aus Urandioxyd im kalten Zustand

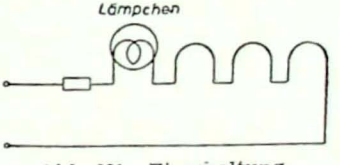


Abb. 291. Einschaltung des Skalenlämpchens

einen größeren Widerstand als bei höheren Temperaturen. Schaltet man ihn daher in den Heizkreis der Abb. 291, so hebt im Augenblick des Einschaltens der höhere Widerstand des Urandioxyd den zu kleinen Widerstand der Röhrenheizfäden auf. Infolgedessen wird der Heizstrom nicht übermäßig groß. Im gleichen Maße, in dem der Widerstand der Heizfäden mit zunehmender Temperatur steigt, fällt der Widerstand des Urandioxyd-Stäbchens. Infolgedessen ändert sich der Heizstrom nach dem Einschalten überhaupt nicht. Im Handel erscheinen diese Einrichtungen unter den auf S. 53 angeführten Bezeichnungen.

Es gibt noch andere Mittel, um die Glühlampe vor Überlastungen zu schützen. So kann man z. B. einen automatischen Schalter vorsehen, der parallel zur Glühlampe liegt und während des Einschaltens geschlossen ist. Dann fließt der starke Einschaltstrom über den Schalter. Erst wenn sich der normale unschädliche Wert des Betriebsstroms eingestellt hat, öffnet sich der Schalter, so daß die Glühlampe brennt. Diese sogenannten Thermoschalter, deren Wirkungsweise wir hier übergehen wollen, waren eine Zeitlang sehr beliebt.

Sollen besonders empfindliche Spezialgeräte oder Meßgeräte aus dem Lichtnetz betrieben werden, so genügt die Spannungskonstanz der Netze nicht mehr. Spannungsschwankungen in der Größenordnung von etwa 10% sind auch in normalen Zeiten keine Seltenheit. In der Nachkriegszeit haben sich wegen der Überlastung der Kabelnetze und der Maschinen noch wesentlich größere Schwankungen eingestellt, die uns allen bekannt sind. Derartige Spannungsänderungen machen sich z. B. bei Meßgeräten sehr unliebsam bemerkbar; es ergeben sich leicht Schwankungen, die das Meßergebnis fälschen können. Will man diese Schwankungen beheben, so muß man zu Sonderschaltungen greifen. Man spricht dann von Stabilisatoren. Große elektrische Leistungen können nur mit sehr kostspieligen Einrichtungen stabilisiert werden, die für viele Geräte nicht in Betracht kommen. Wenn jedoch nur die Entnahme von Strömen bis zu mehreren hundert Milliampere zu stabilisieren ist, kann man mit verhältnismäßig einfachen Einrichtungen sehr konstante Spannungen erhalten.

Die erste Möglichkeit bieten die sogenannten Glimmstrekkenstabilisatoren. Sie bestehen nach Abb. 292 aus einer Glimmlampe G, die wir in ihren Grundzügen bereits von Abb. 264 her kennen. Für Stabilisationszwecke gibt man den beiden Elektroden im Inneren des Glaskolbens eine etwas andere

Gestalt. Legt man nun eine Gleichspannung U_1 nach Abb. 292 über einen Widerstand R an die beiden Pole der Glimmlampe G, so wird sich im Inneren der Röhre die uns schon bekannte Gasentladung ausbilden. Eine solche Gasentladungsstrecke hat jedoch die merkwürdige Eigenschaft, daß sie bestrebt ist, die Spannung zwischen den beiden Entladungspolen ganz unabhängig von dem durch die Glimmröhre fließenden Strom konstant zu halten. Wenn also die Spannung U_1 und damit der in die Glimmlampe fließende Strom schwanken, bleibt die an der Glimmröhre herrschende Spannung U_2 vollkommen konstant und kann daher zum Betrieb empfindlicher Schaltungen verwendet werden.

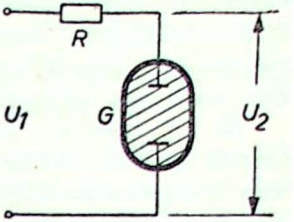


Abb. 292.
Spannungsstabilisierung mit einer Glimmlampe

Eine weitere, sehr gute Möglichkeit zur Spannungsstabilisierung bieten die elektronischen Regler. Bei diesen Schaltungen werden Hochvakuumröhren verwendet, die zwischen Netzgerät und Verbraucher liegen und deren Innenwiderstand automatisch so gesteuert wird, daß Spannungsschwankungen am Verbraucher weitgehend ausgeregelt werden.

Man kann jedoch nicht nur Spannungen, sondern auch Ströme auf verhältnismäßig einfache Weise stabilisieren. Zu diesem Zweck schaltet man an Stelle des temperaturunabhängigen Heizwiderstandes in Abb. 292 einen sehr temperaturabhängigen dünnen Eisendraht in den Heizkreis. Bei richtiger Bemessung erhöht sich sein Widerstand, wenn der Heizstrom einen größeren Wert annehmen möchte. Infolgedessen kann der Strom überhaupt nicht größer werden. Will dagegen der Heizstrom fallen, so erniedrigt sich der Widerstand des Eisendrahtes und verhindert somit ein Abfallen des Stromes. Wir erzielen also auf diese Weise eine ausgezeichnete Strom-Stabilisierung. Allerdings muß bemerkt werden, daß die Regelwirkung nicht so trägheitslos verläuft wie bei Glimmlampen, denn der Eisendraht muß sich mit seiner Temperatur stets erst auf den für die Regelung erforderlichen Wert einstellen. Je dünner der Eisendraht ist, um so schneller vollzieht sich die Regelung. Da dünne Drähte auch bei kleinen Strömen leicht zum Glühen kommen und daher in gewöhnlicher Luft bald verbrennen würden, setzt man den Eisendraht gern in eine Wasserstoffatmosphäre. Man spricht

dann von Eisenwasserstoff-Widerständen. In normalen Rundfunkempfängern werden sie jedoch wegen der Kosten nicht verwendet. Die Röhren sind kleineren Spannungsschwankungen auch gut gewachsen.

Es sei noch erwähnt, daß die Heißleiter (s. Seite 53) eine immer größere Rolle zu spielen beginnen. So erscheinen z. B. von verschiedenen Firmen derartige Anordnungen unter bestimmten Namen auf dem Markt, die für alle nur denkbaren Betriebsverhältnisse hergestellt werden.

Besonders die moderne Elektronik hat viele interessante und neuartige Bauelemente hervorgebracht. Wer sich näher dafür interessiert, dem sei die Lektüre der Buchreihe „Praxis der Elektronik" (vom gleichen Verfasser im gleichen Verlag) empfohlen.

Das Wichtigste dieses Kapitels:

1. Man unterscheidet zwischen dem Betrieb aus Batterien, aus Gleichstromnetzen und aus Wechselstromnetzen.

2. Unter Allstrombetrieb versteht man den Betrieb sowohl aus dem Gleichstrom- als auch aus dem Wechselstromnetz.

3. Batteriebetrieb kommt dann in Betracht, wenn ein Lichtnetz oder Kraftnetz nicht zur Verfügung steht.

4. Die Heizung erfolgt bei Batteriebetrieb stets durch Parallelschalten der Heizfäden und Speisen aus einer gemeinsamen Batterie.

5. Für die Heizung kommt bei Batteriebetrieb entweder ein Trockenelement oder ein Akkumulator in Betracht. Die Anodenstromversorgung geschieht fast ausschließlich mit Hilfe von Trockenbatterien.

6. Trockenbatterien haben nur eine beschränkte Lebensdauer, während Akkumulatoren immer wieder aufgeladen werden können.

7. Die Spannung eines Trockenelementes liegt bei etwa 1,5 Volt und fällt während des Betriebes langsam ab, während die Spannung einer Akkumulatorenzelle 2 Volt beträgt und während des Betriebes bis zum Ende der Entladung konstant bleibt.

8. Akkumulatoren bedürfen einer sorgfältigen Pflege und einer sofortigen Wiederaufladung nach beendeter Entladung.

9. Anoden-Trockenbatterien können angezapft werden, so daß man ihnen verschiedene Spannungen entnehmen kann.

10. Unter Gleichstrombetrieb (heute veraltet) versteht man den Betrieb von Radiogeräten aus Gleichstromnetzen.

11. Die Röhrenfäden müssen bei Gleichstrombetrieb grundsätzlich in Reihe geschaltet werden, damit die nutzlos verbrauchte Leistung im Heizwiderstand möglichst gering ist.

12. Die überschüssige Spannung muß im Heizkreis von Gleichstromempfängern durch Vorwiderstände vernichtet werden. Haben die Röhren ungleiche Heizströme, so muß man den Röhren mit den kleineren Heizströmen entsprechende Widerstände parallel legen.

13. Besteht der Heizkreis von Gleichstromempfängern aus direkt geheizten Röhren, so muß eine Siebkette vorgesehen werden. Bei indirekt geheizten Röhren ist das nicht erforderlich.

14. Die Siebung des Anodenstroms bei Gleichstromempfängern kann zusätzlich mit Hilfe eines Siebwiderstandes und Siebkondensators erfolgen.

15. Bei Wechselstrombetrieb werden die Heizfäden parallel geschaltet und aus einem Transformator passender Spannung geheizt.

16. Bei Wechselstromnetzbetrieb muß die Anodengleichspannung zuerst gleichgerichtet werden. Man verwendet Einweg- und Doppelweg-Gleichrichter.

17. Der Doppelweg-Gleichrichter liefert eine größere Spannung als der Einweg-Gleichrichter.

18. Bei Allstrombetrieb entnimmt man die Anodenspannung unter Zwischenschaltung eines Gleichrichters unmittelbar dem Netz. Die Röhrenfäden werden grundsätzlich in Reihe geschaltet.

19. Zum Schutz der Beleuchtungslämpchen in Allstrom-Empfängern verwendet man temperaturabhängige Widerstände oder selbsttätige Schalter.

20. Zur Stabilisierung von Spannungen werden Glimmstrecken-Stabilisatoren oder elektronische Regler, zur Stabilisierung von Strömen Eisenwasserstoff-Widerstände verwendet.

Zwölftes Radio-Quiz

1. Bei Batteriegeräten schaltet man die Heizfäden der Röhren
   a) hintereinander,
   b) parallel,
   c) in einer Kombinationsschaltung von a und b.

2. Die positive Elektrode einer Trockenbatterie besteht aus
   a) einem Braunsteinbeutel,
   b) einem Zinkzylinder,
   c) einer Bleiplatte.

3. Die Spannung eines Trockenelementes beträgt
   a) 6,3 Volt,
   b) etwa 1,5 Volt,
   c) 2 Volt.

4. Trockenbatterien können
   a) nach dem Verbrauch nicht mehr benützt werden,
   b) aus dem Lichtnetz geladen werden,
   c) durch Ersetzen des Elektrolyten wiederhergestellt werden.

5. Ein Blei-Akkumulator enthält als Elektrolyt
   a) konzentrierte Salzsäure,
   b) eine Lösung aus Salmiaksalz,
   c) verdünnte Schwefelsäure.

6. Die Elektroden eines Blei-Akkumulators bestehen aus
   a) einer positiven und zwei negativen Platten,
   b) einer positiven und einer negativen Platte,
   c) zwei positiven und einer negativen Platte.

7. Während des Betriebes liefert eine gleichbleibende Spannung
   a) ein Akkumulator,
   b) eine Trockenbatterie,
   c) das Lichtnetz.

8. Für Anodenbatterien braucht man
   a) sehr viele kleine Trockenelement-Zellen,
   b) wenige große Trockenbatterie-Zellen,
   c) grundsätzlich Akkumulatorzellen.

9. Die Lebensdauer von Trockenbatterien hängt ab
   a) von der Stromentnahme und der Lagerzeit,
   b) nur von der Stromentnahme,
   c) von der Größe der Zellen.

10. Bei Gleichstrombetrieb braucht man
   a) Röhren mit sehr kleiner Heizspannung,
   b) Röhren mit sehr kleinem Heizstrom,
   c) Röhren mit großem Heizstrom.

11. Der Heizstromkreis bei Gleichstrombetrieb ist gekennzeichnet durch
   a) Reihenschaltung sämtlicher Heizfäden,
   b) Parallelschaltung sämtlicher Heizfäden,
   c) Röhren mit vollkommen gleicher Heizspannung.

12. Bei Gleichstrombetrieb braucht man
   a) Siebketten im Heizkreis und im Anodenkreis,
   b) Siebketten nur im Heizkreis,
   c) Siebketten nur im Anodenkreis.

13. Parallelwiderstände zu den Heizfäden braucht man
   a) bei Allstrom- und Gleichstromgeräten,
   b) bei Wechselstromgeräten,
   c) bei Batteriegeräten.

14. Zur Siebung der Anodenspannung einer Röhre braucht man außer Kondensatoren
   a) eine zusätzliche Diode,
   b) eine Eisendrossel,
   c) einen Widerstand.

15. Der Heizfaden von Wechselstromröhren braucht
   a) wenig Spannung, aber viel Strom,
   b) viel Spannung, aber wenig Strom,
   c) nur eine sehr geringe Heizleistung.

16. Für Doppelweg-Gleichrichter braucht man
   a) zwei getrennte Dioden,
   b) einen Selengleichrichter,
   c) eine Doppeldiode.

17. Die Gleichspannung ist am größten
   a) bei Einweg-Gleichrichtung,

9. Die Lebensdauer von Trockenbatterien hängt ab
   a) von der Stromentnahme und der Lagerzeit,
   b) nur von der Stromentnahme,
   c) von der Größe der Zellen.

10. Bei Gleichstrombetrieb braucht man
   a) Röhren mit sehr kleiner Heizspannung,
   b) Röhren mit sehr kleinem Heizstrom,
   c) Röhren mit großem Heizstrom.

11. Der Heizstromkreis bei Gleichstrombetrieb ist gekennzeichnet durch
   a) Reihenschaltung sämtlicher Heizfäden,
   b) Parallelschaltung sämtlicher Heizfäden,
   c) Röhren mit vollkommen gleicher Heizspannung.

12. Bei Gleichstrombetrieb braucht man
   a) Siebketten im Heizkreis und im Anodenkreis,
   b) Siebketten nur im Heizkreis,
   c) Siebketten nur im Anodenkreis.

13. Parallelwiderstände zu den Heizfäden braucht man
   a) bei Allstrom- und Gleichstromgeräten,
   b) bei Wechselstromgeräten,
   c) bei Batteriegeräten.

14. Zur Siebung der Anodenspannung einer Röhre braucht man außer Kondensatoren
   a) eine zusätzliche Diode,
   b) eine Eisendrossel,
   c) einen Widerstand.

15. Der Heizfaden von Wechselstromröhren braucht
   a) wenig Spannung, aber viel Strom,
   b) viel Spannung, aber wenig Strom,
   c) nur eine sehr geringe Heizleistung.

16. Für Doppelweg-Gleichrichter braucht man
   a) zwei getrennte Dioden,
   b) einen Selengleichrichter,
   c) eine Doppeldiode.

17. Die Gleichspannung ist am größten
   a) bei Einweg-Gleichrichtung,

b) bei Doppelweg-Gleichrichtung,
c) bei Verwendung eines Trocken-Gleichrichters.

18. Bei Allstromgeräten verwendet man hauptsächlich
a) Doppelweg-Gleichrichtung,
b) Einweg-Gleichrichtung,
c) überhaupt keinen Gleichrichter.

19. Ein temperaturabhängiger Widerstand wird verwendet, weil
a) er als automatischer Schalter wirkt,
b) sein Widerstand im kalten Zustand groß ist,
c) er den Stromkreis erst später schließt.

20. Ein Glimmstrecken-Stabilisator dient zur Stabilisierung von
a) Wechselspannungen,
b) Gleichspannungen,
c) Gleichströmen.

13. Kapitel: Spezialschaltungen und Sonderfragen

Die bisher besprochenen Schaltungen sind die bekanntesten und wichtigsten Standardschaltungen, die in der Radiotechnik immer wiederkehren und auf denen sich alle Spezialschaltungen und Sonderkonstruktionen aufbauen. Die eifrige Tätigkeit vieler Forscher, Ingenieure und nicht zuletzt vieler Radioamateure hat zur Entwicklung zahlreicher Sonderschaltungen geführt, die man im einzelnen heute fast nicht mehr überblicken kann. Jedes Jahr, fast jeder Monat brachte neue Gedanken und Anordnungen, die in der Fachliteratur ihren Niederschlag fanden und von denen man sich wahre Wunderdinge versprach. Die meisten „neuartigen" Anordnungen erwiesen sich lediglich als Varianten altbekannter Schaltungen, die in der Praxis keine wesentlichen Vorteile brachten. Trotzdem haben sich verschiedene Spezialschaltungen herauskristallisiert, die als selbständige Anordnungen in der Radiotechnik eine gewisse Rolle spielten und teilweise auch jetzt noch spielen.

1. Reflexschaltungen

Der beste Nährboden für Reflexschaltungen war seit jeher Deutschland, weil diese Anordnungen außerordentlich sparsam sind und vor allem sehr wenig Röhren brauchen. Die deutsche Wirtschaft war schon immer gezwungen, die Geräte möglichst billig zu liefern. Dieser Gesichtspunkt spielt beispielsweise in den Vereinigten Staaten überhaupt keine Rolle, und man ist dort mit Röhren genau so großzügig wie bei uns mit Bananensteckern.

Das Reflexprinzip ist allerdings auch in Deutschland zur Zeit bedeutungslos, weil man bei seiner Anwendung stets Zugeständnisse hinsichtlich der Tonqualität machen muß. Es lebt jedoch immer wieder in irgendeiner Form auf und ist darüber hinaus physikalisch recht interessant, so daß wir es kurz behandeln wollen.

In Abb. 293 sehen wir die Prinzipschaltung. Im Gitterkreis der Röhre V_1 befindet sich ein Schwingungskreis L_1C_1, der

mit einer Antennenspule in üblicher Weise gekoppelt ist. Die modulierte Hochfrequenz gelangt also auf das Gitter der Röhre V_1 und wird dort verstärkt. Die verstärkte Spannung wird transformatorisch auf den Schwingungskreis C_2L_2 gekoppelt, der den Audiongleichrichter mit der Röhre V_2 speist. Die demodulierte Spannung gelangt nun zu einem Transformator T_1, und der Strom erzeugt ein Wechselfeld, das in der Sekundärseite eine entsprechende Wechselspannung zur Folge hat. Wie wir aus Abb. 293 entnehmen, liegt diese Spannung in Reihe mit dem ersten Schwingungskreis L_1C_1, gelangt also wieder auf das Gitter der Röhre V_1. Die Anwesenheit des Schwingungskreises spielt für die Niederfrequenz keine Rolle, weil die Spule L_1 als wechselstrommäßiger Kurzschluß zu betrachten ist. Im Anodenkreis der Röhre V_1 ist dagegen die Anwesenheit der Koppelspule für die Niederfrequenz belanglos, weil sie für diese ebenfalls keinen Widerstand hat. Dagegen liegt in Reihe mit der Koppelspule ein weiterer Transformator T_2, an dessen Primärseite die nunmehr verstärkte Niederfrequenz auftritt. Die Sekundärseite des Transformators steuert in bekannter Weise das Gitter der Endröhre V_3, in deren Anodenkreis ein Lautsprecher liegt.

Wir sehen, daß hier in geistreicher Weise die Röhre V_1 zwei Funktionen erfüllt. Sie verstärkt zunächst die Hochfrequenz und danach die Niederfrequenz. Auf diese Art kann man also eine zusätzliche Röhre entweder im Hochfrequenz- oder im Niederfrequenzteil sparen. Da Röhren

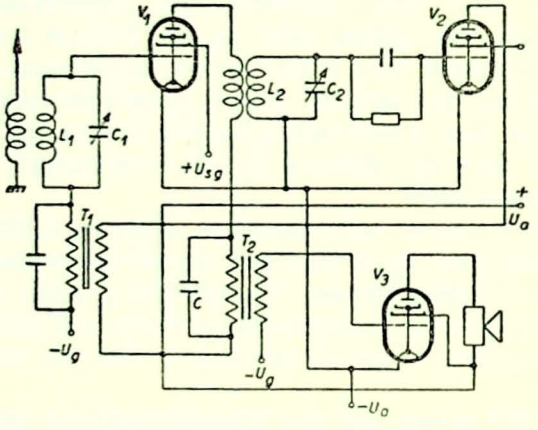


Abb. 293. Die Reflexschaltung

ziemlich teuer sind, hat man der Ausbildung dieser Schaltung große Aufmerksamkeit gewidmet. Sie weist trotzdem unangenehme Eigenschaften auf. Wenn auch der Frequenzunterschied zwischen Hochfrequenz und Niederfrequenz sehr beträchtlich ist, so kann man trotzdem eine gewisse Beeinflussung beider Größen schlecht vermeiden. Beispielsweise ist die Sekundärseite des Transformators T_1 und die Primärseite des Transformators T_2 für Hochfrequenz nicht als vernachlässigbar kleiner Widerstand zu betrachten. Man schaltet daher den betreffenden Wicklungen Kapazitäten C parallel, die für einen möglichst weitgehenden Kurzschluß der Hochfrequenz sorgen müssen. Eine bestimmte Mindestgröße von C kann dabei nicht unterschritten werden. Die Folge ist, daß auch die hohen Töne der Niederfrequenzspannung bis zu einem gewissen Grade von den Kondensatoren unterdrückt werden. Das äußert sich in einer verhältnismäßig dumpfen Tonwiedergabe, die für alle Reflexschaltungen typisch ist. Großen Ansprüchen an die Tonqualität kann daher eine Reflexschaltung nicht gerecht werden. Nachteilig ist ferner, daß bei Reflexröhren mit nicht vollkommen geradliniger Kennlinie störende Modulationserscheinungen auftreten, die die Brauchbarkeit des ganzen Gerätes in Frage stellen.

Selbstverständlich läßt sich die Reflexschaltung in mancherlei Hinsicht anders ausgestalten. So müssen z. B. nicht unbedingt Niederfrequenztransformatoren verwendet werden. Man kann auch bei geeigneter Schaltung mit Ohmschen Außenwiderständen und mit entsprechenden Koppelkondensatoren eine brauchbare Schaltung aufbauen. Weiterhin ist das Reflexprinzip keineswegs auf den Geradeausempfang beschränkt. So baute z. B. die Industrie schon vor vielen Jahren sogenannte Reflexsuper, bei denen die Zwischenfrequenzverstärkerröhre als Reflexröhre arbeitete. Die Schaltung entspricht genau der Anordnung nach Abb. 293, wenn man sich den Schwingungskreis L_1C_1 als letzten Zwischenfrequenzkreis denkt. Die Zwischenfrequenz wird also zunächst in einer Röhre V_1 verstärkt und anschließend in der Röhre V_2 demoduliert. Die demodulierte Niederfrequenz kommt in der Röhre V_1 neuerdings zur Verstärkung und wird erst dann auf das Gitter der Endröhre gegeben. Selbstverständlich haften auch dieser Anordnung die Nachteile der Reflexschaltungen an, denn die hohen Töne der Niederfrequenz werden ebenfalls beschnitten.

Trotz der genannten Nachteile wird die Reflexschaltung in allen Spezialfällen, wo es auf große Billigkeit ankommt, eine gewisse Bedeutung behalten.

2. Pendelrückkopplungsschaltungen

In der modernen Rundfunktechnik hat die Pendelrückkopplung heute weitgehend an Bedeutung verloren. In den Anfangsjahren des Radio wurde sie eifrig verwendet und in den Fachzeitschriften noch eifriger besprochen. Das hatte damals Sinn, weil man bestrebt war, die noch recht schwachen Fernstationen mit einem Minimum an Aufwand brauchbar zu empfangen. Auf besonders guten Ton legte man weniger Wert und war froh, wenn man einen schwachen Sender wenigstens im Kopfhörer wahrnehmen konnte. Außerdem wurde die Güte eines Apparates nicht so sehr wie heute nach der Anzahl der Röhren beurteilt, sondern vor allem der Radioamateur setzte seinen Ehrgeiz darein, mit möglichst wenig Röhren recht große Reichweiten zu erzielen. Die Pendelrückkopplung unterstützte dieses Bestreben gewaltig. Heute kommt sie für normale Rundfunkzwecke nicht in Betracht, weil sie gewissermaßen als Nebenprodukt ein störendes Rauschen liefert. Auch sind die Feldstärken der Fernsender inzwischen so gewachsen, daß die Anwendung der Pendelrückkopplung nicht mehr notwendig ist. Dagegen besitzt diese Schaltung im Ultrakurzwellengebiet, das in Zusammenhang mit dem Kopenhagener Wellenplan auch in Europa im Laufe der letzten Jahre steigende Bedeutung erlangt hat, ganz erhebliche Vorzüge. Man verwendet sie allerdings nicht mehr im UKW-Rundfunk, sondern nur noch in Amateur-Fernsteueranlagen.

Der Grundgedanke der Pendelrückkopplungsschaltung geht aus Abb. 294 hervor. Wir sehen dort eine normale Audionschaltung, die aus der Antennenspule L_1, der Schwingungskreisspule L_2, der Rückkopplungsspule L_3, dem Drehkondensator C und der üblichen Audionanordnung besteht. Die Rückkopplung kann in bekannter Weise mit dem

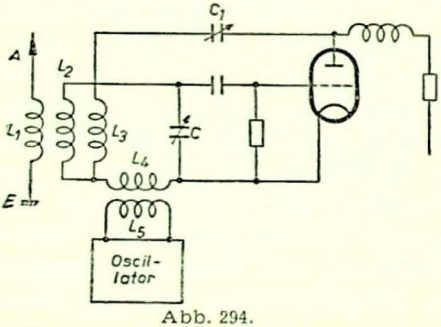


Abb. 294.
Schaltung zur Pendelrückkopplung

Kondensator C_1 eingestellt werden. Neu sind dagegen die beiden Spulen L_4 und L_5. Die Spule L_5 ist mit einem Oszillator verbunden, der grundsätzlich in der uns bereits von Seite 280 her bekannten Schaltung arbeitet. Die Spannung dieses Oszillators wird über die Spule L_5 auf die Spule L_4 übertragen, die im Schwingungskreis in Reihe mit der Spule L_2 liegt. Infolgedessen addieren sich die empfangene Hochfrequenzspannung und die Spannung des Oszillators. Dessen Frequenz wird so gewählt, daß sie gerade kurz oberhalb der Hörbarkeit liegt.

Die Wirkungsweise ist leicht zu verstehen. Wir wissen, daß eine Röhre um so besser schwingt, je größer ihre Steilheit ist. Nehmen wir nun einmal an, die Rückkopplung sei mit Hilfe des Kondensators C_1 so eingestellt, daß gerade noch keine Schwingungen erzeugt werden. Tritt nun an L_4 die positive Halbwelle der Oszillatorschwingung auf, so wird der Arbeitspunkt der Röhre durch die jetzt verhältnismäßig große positive Gitterspannung in das Gebiet größerer Steilheit geschoben. Das hat zur Folge, daß der Kreis L_2C zu schwingen beginnt. Wenn nun im nächsten Augenblick die negative Halbwelle des Oszillators erscheint, geschieht das Gegenteil. Der Arbeitspunkt rückt jetzt in Gebiete kleinerer Steilheit, so daß die Schwingung nicht nur aussetzt, sondern daß darüber hinaus eine kleinere Kopplung als vorher zustandekommt. Bei der folgenden positiven Halbwelle des Oszillators wiederholt sich der ganze Vorgang. Das Gerät wird also im Rhythmus der Oszillatorfrequenz zum Schwingen gebracht, d. h. der Rückkopplungseinsatz pendelt zwischen zwei Extremwerten hin und her. Daher rührt der Name Pendelrückkopplung.

Worin bestehen die Vorteile dieser Schaltung? Wir haben gehört, daß die genaue Einstellung des Rückkopplungseinsatzes nicht ganz einfach ist, besonders dann nicht, wenn die Schwingungen „hart" einsetzen. Will man mit dem Empfänger die denkbar größte Empfindlichkeit erzielen, so muß man mit der Rückkopplung bekanntlich gerade bis zur Grenze des Schwingungseinsatzes gehen. Es besteht dann jedoch die Gefahr, daß das Gerät durch die geringste äußere Störung zum Selbstschwingen kommt.

Die Pendelrückkopplung vermeidet diese Nachteile. Wenn man den Rückkopplungsgrad so einstellt, daß die positive Halbwelle der Pendelschwingung eine genau so große, aber

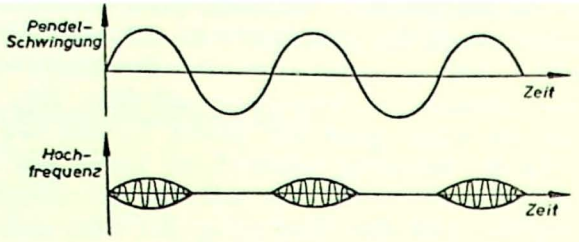


Abb. 295. Zur Wirkungsweise der Pendelrückkopplung

entgegengesetzte Wirkung wie die negative Halbwelle hat, so befindet sich das Gerät im Mittel genau auf dem richtigen Rückkopplungspunkt, liefert also stets die größte Empfindlichkeit. Man braucht dann nicht zu befürchten, daß plötzlich stabile Schwingungen einsetzen, die den Empfang unmöglich machen. Die Pendelrückkopplung sorgt ja dafür, daß die Schwingungen im Rhythmus der Pendelfrequenz aus- und wieder einsetzen. Da die Pendelfrequenz selbst über dem Hörbarkeitsbereich liegt, stört sie — abgesehen von dem schon erwähnten Rauschen — den Empfang weiter nicht.

In Abb. 295 ist die Wirkungsweise der Pendelrückkopplung nochmals graphisch dargestellt. Die obere Figur zeigt den Verlauf der Pendelschwingung, die untere Figur dagegen den Verlauf der Hochfrequenzschwingung am Kreis L_2C. Während der positiven Halbwelle der Pendelschwingung beginnt die Hochfrequenz zu steigen und fällt nach Erreichen eines Höchstwertes wieder ab. Während der negativen Halbwelle ist überhaupt keine Hochfrequenzschwingung vorhanden.

Bei Langwellen und Mittelwellen hat die Pendelrückkopplung nur wenig Bedeutung. Es gibt nämlich ein Gesetz, das besagt, daß zu einer bestimmten Dämpfung des Schwingungskreises eine ganz bestimmte Anzahl von Hochfrequenzschwingungen gehört, bis sich die Amplitude hochgeschaukelt hat. Die positive Halbwelle der Pendelschwingung dauert nun eine ganz bestimmte Zeit. Hat die zu erregende Schwingung eine verhältnismäßig große Frequenz, so treffen auf diesen Zeitraum viel Schwingungen. Die Amplitude kann sich also bis zu relativ großen Werten entwickeln. Kleinere Frequenzen liefern nur wenig Schwingungen in dem gleichen Zeitabschnitt, so daß die Hochfrequenzamplitude während des Schwingens nur geringe Werte erreicht. Die Schaltung ist

dann natürlich nicht so empfindlich wie im ersten Fall. Daher kommt es, daß die Pendelrückkopplung um so wirksamer ist, je größer man die zu empfangende Hochfrequenz wählt. Bei Mittel- und Langwellen ist die Wirkungsweise der Schaltung, wie schon erwähnt, noch verhältnismäßig schlecht. Dagegen liefert sie bei Ultrakurzwellen ganz erstaunliche Resultate, so daß sie hier eine gewisse Rolle spielt.

Man kann die Pendelschwingung auch ohne zusätzlichen Oszillator mit einer einzigen Röhre erzeugen. Zu diesem Zweck verwendet man z. B. eine Schaltung nach Abb. 296. Wir erkennen oben die normale Rückkopplungsschaltung, die aus dem Schwingungskreis L_1C_1 und der Rückkopplungsspule L_3 besteht. In Reihe damit liegt ein weiterer Schwingungskreis L_2C_2, der von der Spule L_4 rückgekoppelt wird. Diese Spule liegt in Reihe mit L_3. Auf diese Weise erfüllt die Röhre zwei Funktionen: erstens erzeugt sie die verhältnismäßig niederfrequente Pendelschwingung mit dem unteren Schwingungskreis, zweitens wirkt sie als rückgekoppeltes Audion mit dem Kreis L_1C_1. Natürlich muß die Schaltung richtig bemessen werden, damit keine Übersteuerung oder sonstige störende Erscheinungen eintreten können.

Es gibt noch eine andere Methode der Erzeugung von Pendelschwingungen, und zwar mit Hilfe einer Kippschaltung. Näheres findet sich in den Büchern „Elektronik“ (Band II) und „UKW-FM“ vom gleichen Verfasser im gleichen Verlag.

3. Schaltungen für Frequenzmodulation

Das Wesen der Frequenzmodulation haben wir bereits auf Seite 32 besprochen. Diese Modulationsart hatte lange Zeit nur geringe Bedeutung. In den letzten Jahrzehnten erkannte man jedoch vor allem in den Vereinigten Staaten, daß die Anwendung der Frequenzmodulation ganz erhebliche Vorteile mit sich bringt. Wir müssen nämlich bedenken, daß alle Störgeräusche, die jedem Radiohörer bekannt sind, zum größten Teil auf amplitudenmodulierten Schwingungen beruhen. Wenn man einen Sender und einen Empfänger dagegen frequenzmoduliert betreibt, so kann man den

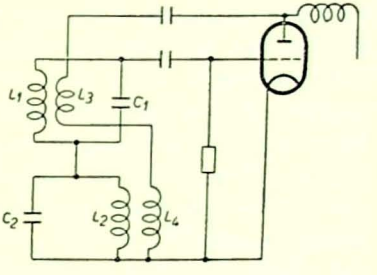


Abb. 296.
Pendelrückkopplungs-Schaltung mit einer einzigen Röhre

Empfänger für die Aufnahme amplitudenmodulierter Signale, also für die Störgeräusche, unempfindlich machen. Damit sind so große Vorteile verbunden, daß man sich um die weitere Entwicklung der Frequenzmodulation eifrig bemüht hat.

Auch bei der Frequenzmodulation entstehen genau so wie bei der Amplitudenmodulation zwei Seitenbänder. Nun ist bei der Amplitudenmodulation die Dynamik der Wiedergabe durch den Abstand zwischen größter und kleinster Hochfrequenzamplitude gegeben. Bei der Frequenzmodulation dagegen wird die Dynamik durch die größte Frequenzänderung des Trägers bestimmt. Will man daher eine Rundfunkwiedergabe mit guter Dynamik, so muß man eine verhältnismäßig große Frequenzänderung oder, wie man auch sagt, einen großen „Frequenzhub" herbeiführen. Das bedeutet natürlich, daß das zu übertragende Frequenzband relativ breit wird. Im Mittelwellen- und Langwellenbereich steht nun für diese breiten Frequenzbänder kein Platz zur Verfügung. Deshalb läßt sich die Frequenzmodulation in der Praxis nur auf Ultrakurzwellen durchführen, deren großer Frequenzbereich auch für breite Bänder ausreicht.

Durch den Kopenhagener Wellenplan wurde Deutschland bekanntlich im Jahre 1950 gezwungen, einen großen Teil seiner Rundfunkwellen abzugeben. Infolgedessen mußte man eine Lösung finden, die den Rundfunkteilnehmern trotzdem noch einen einwandfreien Empfang deutscher Rundfunksender erlaubt. Hierfür gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten. Man kann zunächst verhältnismäßig viele, aber relativ schwache Mittelwellenstationen aufstellen, die auf derselben Welle arbeiten. Dadurch kann man ein ziemlich großes Gebiet in einigermaßen brauchbarer Form mit Rundfunk versorgen. Allerdings hat diese Methode erhebliche Mängel, denn in den Gebieten, in denen die Feldstärke der Sender ungefähr gleich groß ist, treten ähnliche Erscheinungen auf, wie wir sie vom Empfangsschwund her kennen. Wir beobachten dann beträchtliche Lautstärkeschwankungen und vor allem auch Verzerrungen. Deshalb ist der zweite Weg, nämlich der Betrieb auf Ultrakurzwellen, wesentlich besser. Die maßgebenden Sendegesellschaften haben in dieser Hinsicht bereits sehr viel geleistet und es laufen zur Zeit in vielen europäischen Ländern Ultrakurzwellensender auf einer Welle von etwa 3 m, die ein bestimmtes Programm der jeweiligen Sendegesellschaften über-

tragen. Man schlägt nun gewissermaßen zwei Fliegen mit einer Klappe und läßt die Ultrakurzwellen-Sender mit Frequenzmodulation arbeiten. Dadurch kommt der Rundfunkhörer gleichzeitig in den Genuß einer störungsfreien Wiedergabe.

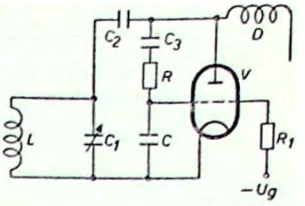


Abb. 297. Schaltung zur Frequenzmodulation

Während wir über Fragen der Ultrakurzwellentechnik im 14. Kapitel sprechen wollen, soll hier kurz von der Frequenzmodulation die Rede sein.

Für die Frequenzmodulation eines Senders gibt es verschiedene Methoden, die wir hier nur andeuten wollen. Schaltet man z. B. ein Kondensatormikrofon parallel zum Schwingungskreis eines Senders, so werden sich die Kapazität des Mikrofons und damit auch die Senderfrequenz im Rhythmus der Schallwellen verändern. Denselben Effekt kann man durch eine mit Eisenkern versehene Spule erzielen, durch deren Wicklung man den niederfrequenten Sprechstrom schickt. Diese Methoden sind jedoch heute veraltet. Man verwendet vielmehr eine Elektronenröhre in besonderer Schaltung, die parallel zum Schwingungskreis des Senders liegt. Wir deuten das lediglich ganz kurz in Abb. 297 an. Der Schwingungskreis des frequenzbestimmenden Oszillators besteht aus der Spule L und dem Kondensator C_1. Weiterhin sehen wir eine Elektronenröhre V in einer etwas ungewöhnlichen Schaltung. Zwischen Gitter und Kathode dieser Röhre liegt ein Kondensator C, zwischen Gitter und Anode die Reihenschaltung eines Widerstandes R und eines Kondensators C_3. Dieser Kondensator hat nun die Aufgabe, die Anodengleichspannung vom Gitter fernzuhalten. Die Anodengleichspannung wird der Röhre über die Drossel D zugeführt. Die Gittervorspannung $-U_g$ erhält die Röhre über den Widerstand R_1.

Diese ganze Schaltung ist über den Kondensator C_2 mit dem Schwingungskreis des Oszillators gekoppelt. Die Wirkungsweise beruht nun darauf, daß man durch den Ohmschen Widerstand R und den Kondensator C eine künstliche Phasenverschiebung zwischen Anodenspannung und Anodenstrom der Röhre V herbeiführt. Man erreicht durch R und C, die man als „Phasenschieber" bezeichnet, daß der Anodenstrom der Röhre gegenüber der Anodenspannung um eine Viertel-

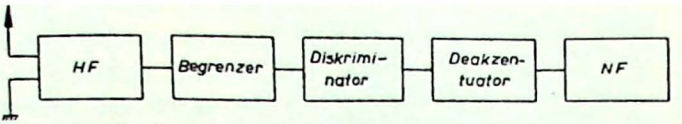


Abb. 298. Blockschema eines Empfängers für Frequenzmodulation

periode nacheilt. Die Röhre verhält sich daher genauso wie eine Induktivität, die mit Hilfe des Kondensators C_2 dem Oszillatorkreis parallelgeschaltet ist. Die Größe des Widerstandes kann man durch die negative Gittervorspannung steuern; machen wir die Vorspannung genügend groß, so wird der Anodenwechselstrom entsprechend klein. Das bedeutet, daß der scheinbare induktive Widerstand sehr groß wird, denn zu einer großen Anodenwechselspannung und einem kleinen Anodenwechselstrom gehört nach dem Ohmschen Gesetz ein großer Widerstand. Diese Widerstandserhöhung ist gleichbedeutend mit einer Erhöhung der scheinbaren Induktivität der Röhre, was eine entsprechende Frequenzänderung im Oszillatorkreis zur Folge hat.

Legen wir nun die Modulationsfrequenz an das Steuergitter der Röhre, so schwankt die Induktivität und damit die Frequenz des Oszillatorkreises im Rhythmus der Modulation. Damit haben wir das erstrebte Ziel erreicht.

Außer dieser Schaltung, bei der man die Röhre V als „Reaktanzröhre" bezeichnet, gibt es noch die Anordnungen nach Armstrong, die wir jedoch übergehen wollen.

Die Empfangsschaltungen für frequenzmodulierte Wellen weisen gegenüber den gewöhnlichen Schaltungen einige Besonderheiten auf. Wir wollen darüber etwas näher sprechen, weil, wie schon erwähnt, die Frequenzmodulation in Deutschland größere Bedeutung erlangt hat.

In Abb. 298 ist das Blockschema eines Empfängers für Frequenzmodulation, eines sogenannten FM-Empfängers, gezeichnet. Antenne und Erde sind mit einem gewöhnlichen Hochfrequenzverstärker verbunden, der allerdings eine so große Bandbreite besitzen muß, daß die durch die Frequenzmodulation hervorgerufene höchste und tiefste Trägerfrequenz noch gleichmäßig übertragen wird. An den Hochfrequenzteil, der aus mehreren Röhren bestehen kann, schließt sich die sogenannte Begrenzerstufe an. Sie hat eine wichtige Aufgabe zu erfüllen. Wir hörten bereits, daß alle Störgeräusche als amplitudenmodulierte Schwingungen aufzufas-

sen sind. Man wird also Wert darauf legen, daß nur die Frequenzmodulation des zu empfangenden Senders wiedergegeben wird. Die Begrenzerstufe muß nun eine eventuell zusätzlich in den Empfänger gelangende Amplitudenmodulation unterdrücken.

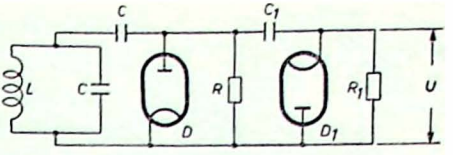


Abb. 299.
Schaltung einer Dioden-Begrenzerstufe

Das erreicht man z. B. in einfacher Weise durch zwei Dioden nach Abb. 299, die folgendermaßen wirken. Am Schwingungskreis LC liegt die verstärkte und noch mit Amplitudenmodulation behaftete Hochfrequenz. Sie gelangt über den Kondensator C auf die Diode D mit dem Außenwiderstand R. Die Diode hat eine bestimmte negative Vorspannung, die in Abb. 299 nicht weiter gezeichnet ist. Wenn die Hochfrequenzamplituden größer als diese negative Vorspannung werden, so wird die Diode stromdurchlässig und schließt alle Spannungen, die größer sind als die Vorspannung, kurz. Die Amplituden können also einen bestimmten Wert überhaupt nicht überschreiten. Um diese Begrenzung auch für die negative Halbwelle wirksam werden zu lassen, ist in Abb. 299 die zweite Diode D_1 vorgesehen, die über den Kondensator C_1 an den Widerstand R gekoppelt ist. Sie ist genau umgekehrt geschaltet und daher für die negative Halbwelle wirksam. Auf diese Weise bekommen wir sowohl bei den positiven als auch bei den negativen Amplituden eine starke Begrenzung, wie das aus Abb. 300 hervorgeht. Wir sehen in der oberen Figur die frequenzmodulierte Schwingung am Kreis LC, die in ihrer Amplitude beliebig schwanken kann. Die untere Figur zeigt den Verlauf der nach dem Begrenzer auftretenden Spannung U, die sowohl oben als auch unten abgeschnitten ist. Der Abstand zwischen der waagrechten Achse und der oberen und unteren Begrenzungslinie entspricht der Vorspannung der Diode. Innerhalb dieser Grenzen kann die Spannung steigen und fallen. Alle Spannungswerte, die ober- bzw.

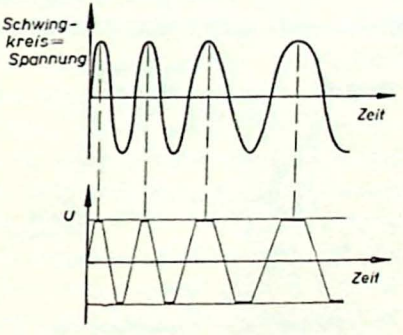


Abb. 300. Zur Wirkungsweise des Diodenbegrenzers

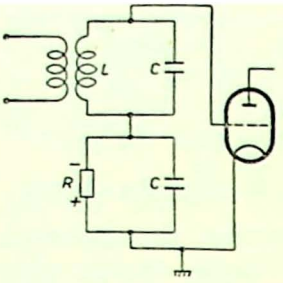


Abb. 301. Schaltung eines Gitterstrom-Begrenzers

unterhalb der Begrenzungslinien liegen, werden jedoch vollständig abgeschnitten.

Es gibt noch viele andere Begrenzungsmöglichkeiten, von denen in Abb. 301 nur noch eine dargestellt werden soll. Wir sehen den Schwingungskreis LC, der dem Kreis in Abb. 299 entspricht. In Reihe damit liegt die Parallelschaltung eines Kondensators C und eines Widerstandes R. Erhält nun der Schwingungskreis eine kräftige Hochfrequenzspannung, so beginnt ein Gitterstrom in der Röhre zu fließen, der eine Aufladung des Kondensators C zur Folge hat. Infolgedessen bildet sich eine negative Vorspannung aus, die den Arbeitspunkt der Röhre in Kennliniengebiete mit kleinerer Steilheit verschiebt, so daß die Röhre weniger verstärkt. Von einer besonderen Begrenzerstufe kommt man heute mehr und mehr ab, weil man selbstbegrenzende FM-Demodulatoren verwendet.

Im Blockschaltbild Abb. 298 sehen wir nun den sogenannten Diskriminator, den wir schon bei der Besprechung der automatischen Scharfabstimmung kurz erwähnten. Er hat die Aufgabe, aus der Frequenzmodulation eine zusätzliche Amplitudenmodulation zu erzeugen, denn die üblichen Demodulatoren sprechen ja nur auf eine solche an. Auch für den Diskriminator gibt es außerordentlich viel Schaltungen. Die einfachste Anordnung besteht aus einer Röhre und einem in der Anodenleitung liegenden Schwingungskreis. Die Resonanzkurve ist in Abb. 302 wiedergegeben. Man stimmt den Kreis so ab, daß seine Resonanzfrequenz nicht genau mit der unmodulierten Trägerfrequenz des Senders übereinstimmt, sondern daß die Trägerfrequenz im Punkt A, also im steilen Teil der Resonanzkurve, liegt. Geben wir nun auf das Gitter der Röhre eine frequenzmodulierte Schwingung, wie das durch die kleine Sinuskurve unterhalb der waagrechten

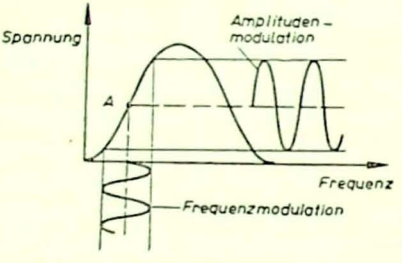


Abb. 302. Zur Wirkungsweise des Diskriminators

Achse in Abb. 302 angedeutet ist, so verursacht eine Frequenzerniedrigung ein Kleinerwerden der Spannung am Schwingungskreis, weil dieser gegenüber der neuen Frequenz noch weiter als vorher verstimmt ist. Eine Erhöhung der Frequenz dagegen bedeutet auch eine Erhöhung der Spannung, weil sich die jetzt auftretende Frequenz der Resonanzlage des Kreises entsprechend nähert. Wir sehen also, daß die Frequenzschwankungen in Amplitudenschwankungen verwandelt worden sind, was wir mit unserem Diskriminator erreichen wollten.

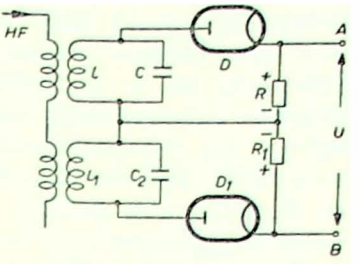


Abb. 303. Schaltung eines Gegentakt-Diskriminators

In der Praxis reicht ein einfacher Schwingungskreis gewöhnlich nicht aus, weil die Umwandlung der Frequenzmodulation in Amplitudenmodulation sehr verzerrungsfrei vor sich gehen muß. Dazu gehört eine vollkommen gerade Arbeitskennlinie, die in Abb. 302 z. B. durch den linken Ast der Resonanzkurve gegeben ist. Dieses Kurvenstück ist jedoch in der Praxis niemals vollkommen geradlinig. Deshalb bedient man sich gern einer Art Gegentaktschaltung nach Abb. 303, die aus zwei Schwingungskreisen LC und L_1C_2, ferner aus 2 Dioden D und D_1 mit den zugehörigen Arbeitswiderständen R und R_1 besteht. Der obere Kreis in Abb. 303 ist auf eine etwas über der Trägerfrequenz liegende Frequenz abgestimmt, während der untere Kreis etwas unterhalb dieses Wertes seine Resonanzlage hat. Die Hochfrequenz, die z. B. dem Ausgang des Hochfrequenzverstärkers in Abb. 298 entnommen wird, gelangt über eine Koppelspule auf die beiden Kreise.

Ist der Sender unmoduliert, so sind beide Kreise um den gleichen Betrag gegenüber der Trägerfrequenz verstimmt, liefern also gleich große Spannungen. Infolgedessen werden mit Hilfe der beiden Dioden auch gleich große Gleichspannungen an R und R_1 erzeugt, die auf Grund der Schaltung gegeneinander wirken. Sie heben sich also auf, so daß zwischen den beiden Punkten A und B überhaupt keine Spannung herrscht. Wird nun der Sender frequenzmoduliert, so sind die beiden Spannungen untereinander nicht mehr gleich. Erhöht sich z. B. die Frequenz, so erreicht sie fast die Resonanzlage des Kreises LC. Dort wird nunmehr eine größere Spannung erscheinen, während der untere Kreis gegenüber der

jetzigen Frequenz noch mehr verstimmt ist. Seine Spannung wird also kleiner werden als vorher. Demnach ist auch die Spannung an R wesentlich größer als an R_1, so daß eine positive Restspannung zwischen A und B verbleibt. Wird infolge der Frequenzmodulation die Trägerfrequenz kleiner, so ergeben sich die umgekehrten Verhältnisse. Die Spannung an R_1 wird jetzt größer, so daß sich zwischen A und B eine negative Restspannung einstellt.

In Abb. 304 sind die ganzen Verhältnisse nochmals dargestellt. Wir sehen in der linken Figur unterhalb der waagrechten Achse die frequenzmodulierte Schwingung. Auf der senkrechten Achse ist die Spannung U zwischen A und B aufgetragen. Eine Schwankung der Frequenz nach rechts bedeutet eine positive, eine Schwankung nach links eine negative Spannung U. Infolgedessen erhalten wir letzten Endes zwischen A und B eine Wechselspannung, wie das die rechte Figur in Abb. 304 zeigt.

Die Arbeitskennlinie eines solchen Diskriminators kann bei richtiger Bemessung der Schaltelemente fast völlig geradlinig gestaltet werden. Heute finden andere Schaltungen in der Praxis Verwendung, z. B. der EQ80-Diskriminator oder der Ratio-Detektor. Näheres darüber siehe das Buch „UKW-FM". In Abb. 2, Tafel VIII, ist das Äußere eines modernen Ratio-Filters dargestellt.

Im Blockschaltbild Abb. 298 folgt auf dem Diskriminator der sogenannte Deakzentuator, der folgende Aufgaben zu erfüllen hat: Es hat sich gezeigt, daß das Schwergewicht der Störgeräusche vorzugsweise im oberen Frequenzbereich liegt. Man ist daher bestrebt, die hohen Frequenzen des Senders stärker als die tiefen auszustrahlen, damit man ein möglichst großes Verhältnis zwischen den Amplituden der hohen Frequenzen und den Störgeräuschen bekommt. Das kann man senderseitig durch bestimmte Maßnahmen ohne weiteres erreichen. Diese Betonung der hohen Töne heißt Vorverzerrung oder Akzentuierung, der ganze Vorgang wird auch als „Preemphasis" bezeichnet.

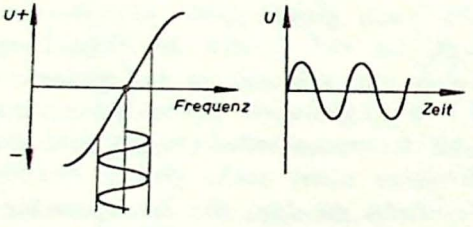


Abb. 304. Zur Wirkungsweise des Gegentakt-Diskriminators

Würde man nun eine derartig akzentuierte Sen-

dung in einem gewöhnlichen Empfänger wiedergeben, so kämen die hohen Töne wesentlich stärker als die tiefen zur Geltung, was eine Verfälschung des Klangbildes bedeuten würde. Man muß daher am Empfänger Maßnahmen treffen, die diese Anhebung wieder rückgängig machen. Man spricht dann von „Deemphasis" oder Nachentzerrung und verwendet hierfür den erwähnten Deakzentuator. Er besteht ganz einfach aus einem Widerstand R und einem Kondensator C nach Abb. 305, die hinter die Klemmen A und B des Diskriminators nach Abb. 303 geschaltet werden. Es handelt sich also um einen gewöhnlichen Tiefpaß, der die hohen Töne mehr oder weniger unterdrückt. Er muß elektrisch so bemessen sein, daß er die senderseitige Anhebung gerade wieder kompensiert.

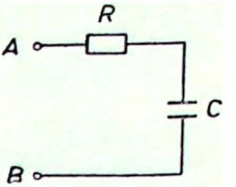


Abb. 305.
Anordnung zur Deakzentuierung

Auf den Deakzentuator der Abb. 298 folgt nun ein Niederfrequenzteil, der sich von den üblichen Anordnungen grundsätzlich nicht unterscheidet. Allerdings muß er kräftiger bemessen sein als bei Empfängern für Amplitudenmodulation, weil man eine wesentlich größere Dynamik zu übertragen hat. Er muß auch ein breiteres Frequenzband durchlassen können, denn frequenzmodulierte Ultrakurzwellensender übertragen den gesamten Tonfrequenzbereich von 30 . . . 15000 Hertz. Diese Forderungen bedeuten natürlich eine gewisse Verteuerung der FM-Empfänger, wofür man jedoch eine wesentlich bessere Tonwiedergabe erhält.

Eine wirksame Verstärkung von Ultrakurzwellen kann man, wie wir noch hören werden, gewöhnlich nur mit Superhets erreichen. Dadurch ändert sich an der grundsätzlichen Wirkungsweise eines FM-Empfängers nichts. Man muß sich lediglich den Hochfrequenzteil der Abb. 298 durch eine Mischstufe mit Oszillator ersetzt denken. Vor der Mischstufe kann natürlich noch eine Hochfrequenzstufe angeordnet sein.

Damit wären die wichtigsten Fragen der Frequenzmodulation besprochen. Wie schon erwähnt, sind diese Dinge zur Zeit sehr aktuell. Übertriebene Meldungen in der Tagespresse haben seinerzeit dazu beigetragen, daß die Rundfunkhörer über das Schicksal ihrer Empfänger beunruhigt worden sind, weil der Eindruck entstehen konnte, daß diese Geräte nach Einführung der neuen Wellenverteilung wertlos werden. Das ist jedoch keineswegs der Fall, denn der Ultrakurzwellen-

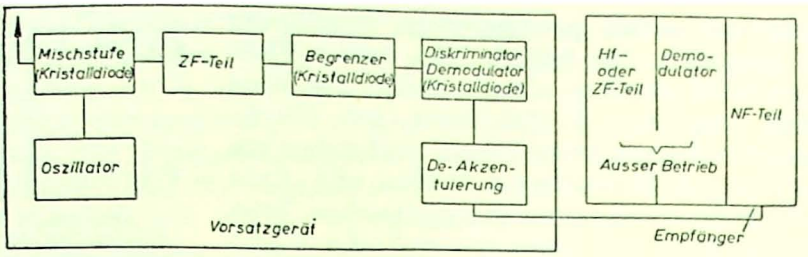


Abb. 306. Blockschaltung eines „großen" Vorsatzgerätes

funk ist lediglich als Ergänzung zum Mittelwellenbetrieb gedacht. Obwohl einzelne Gegenden Deutschlands von den wenigen Wellen, die der Kopenhagener Wellenplan für dieses Land gelassen hat, nicht genügend versorgt werden, kann man durch Vorsatzgeräte auch mit älteren Radioempfängern Ultrakurzwellenempfang ermöglichen. Die neuesten Empfänger enthalten aber schon einen UKW-Teil.

Auf die Vorsatzgeräte wollen wir kurz eingehen. Es gibt grundsätzlich zwei Möglichkeiten, nämlich „kleine" und „große" Geräte. Am einfachsten sind die großen Vorsatzgeräte zu verstehen, deren prinzipielle Schaltung in Abb. 306 angedeutet ist. Man braucht eine UKW-Mischstufe, einen Oszillator, einen ZF-Teil, eine Begrenzerstufe und einen Diskriminator einschließlich Demodulator und Deakzentuierungsglied. Damit haben wir bereits einen vollständigen FM-Empfänger, der am Ausgang

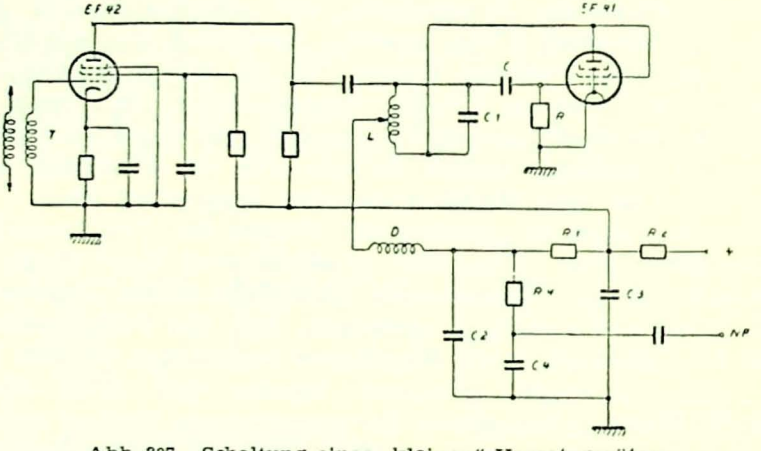


Abb. 307. Schaltung eines „kleinen" Vorsatzgerätes

eine kleine Niederfrequenzspannung liefert. Schließt man diese an die Buchsen für den Tonabnehmer eines gewöhnlichen Rundfunkgerätes an, so erhält man Lautsprecherwiedergabe.

Neben diesen „großen" Vorsatzgeräten wurden auch „kleine" Geräte von der Industrie und im Selbstbau hergestellt, von denen wir in den Abb. 307, 308 und 309 einige Beispiele sehen. Alle diese Geräte arbeiteten nach dem auf S. 382 beschriebenen Prinzip der Pendelrückkopplung. Abb. 307 zeigt eines der ersten seinerzeit erschienenen Industrievorsatzgeräte. Die erste Röhre arbeitet als Trennröhre, um die Abstrahlung von Störschwingungen, die während des Pendelvorgangs erzeugt werden, nach Möglichkeit zu vermeiden. Die zweite Röhre arbeitet nach dem Prinzip der Abb. 296 (S. 385). Nach dem Anschluß eines Dipols an die Antennenspule wird die Niederfrequenz bei NF abgenommen und den Tonabnehmerbuchsen eines Rundfunkgerätes zugeführt. In Abb. 308 sehen wir ein Selbstbaugerät, das grundsätzlich ebenso arbeitet wie die Schaltung nach Abb. 307. Das Gerät ist in dem Buch „UKW-FM" (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart) ausführlich beschrieben. Schließlich zeigt Abb. 309 eine Sonderanordnung, die sog.

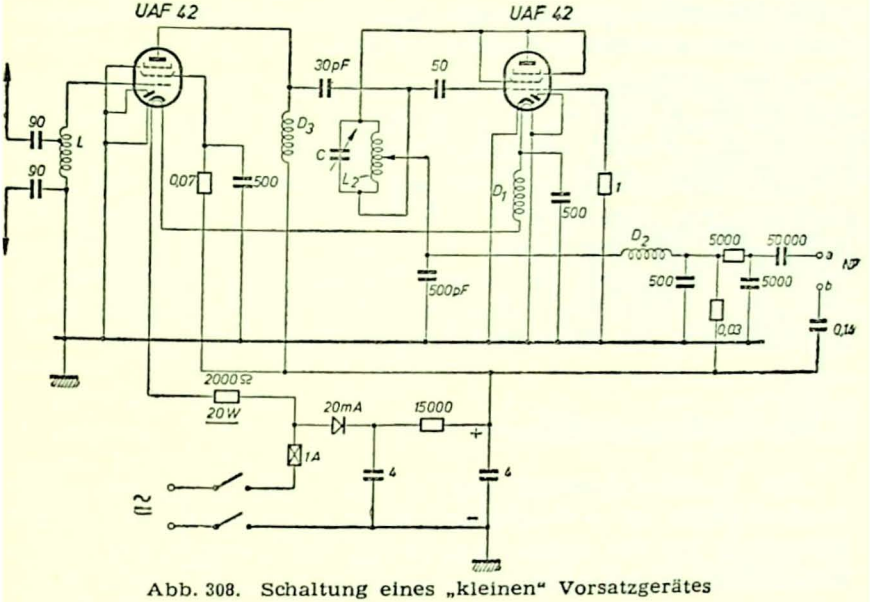


Abb. 308. Schaltung eines „kleinen" Vorsatzgerätes

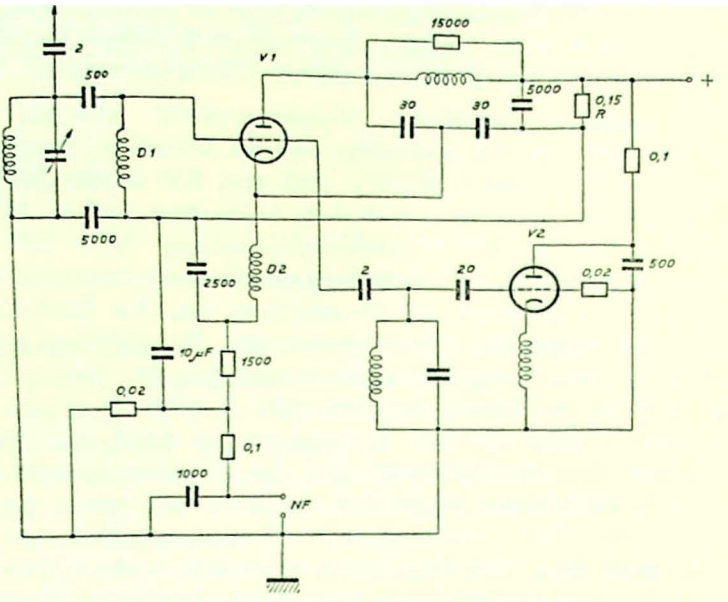


Abb. 309. Fremodyne-Schaltung

Fremodyneschaltung, die eine Kombination von Überlagerungs- und Pendelempfänger darstellt. Eine genaue Beschreibung findet sich in dem soeben erwähnten Buch.

Die Vorsatzgeräte hatten nur eine relativ kurze Zeit Bedeutung. Einerseits war die Anschaltung an das schon vorhandene Rundfunkgerät recht umständlich, und die Pendelgeräte waren schwierig einzustellen und erwiesen sich als Erzeuger von Störschwingungen. Andererseits kam die Industrie bald mit Rundfunkgeräten auf den Markt, die einen organisch eingebauten UKW-Teil sozusagen als neuen Wellenbereich enthielten. So zeigt Abb. 1, Tafel IX, einen modernen UKW-Baustein in einem solchen Gerät, der eine kompakte Einheit darstellt.

4. Die Synchrodynschaltung

Die Synchrodynschaltung wollen wir nur ganz kurz besprechen, da sie — wenigstens vorerst — noch keine größere Bedeutung hat. Sie kommt aus England und wurde vor einiger Zeit lebhaft in der Fachpresse erörtert. Es steht außer Zwei-

fel, daß sie bestimmte Vorzüge aufzuweisen hat. Der schaltungstechnische Aufwand ist jedoch noch recht beträchtlich.

Der Synchrodynempfänger ist eine Abart des Superhets. In Abb. 310 sehen wir die Blockschaltung des Gerätes. Zunächst ist ein Hochfrequenzverstärker vorgesehen, der das gesamte aufzunehmende Frequenzband, z. B. von 150 Kilohertz bis 1500 Kilohertz, aperiodisch verstärkt. Es werden also sämtliche von der Antenne gelieferten Frequenzen in ihrer Spannung gleichmäßig heraufgesetzt. Dieses verstärkte Spannungsgemisch gelangt nun auf den Eingang einer Mischstufe, die mit einem Oszillator zusammenarbeitet. Außerdem — und das ist das Neuartige — wird die verstärkte Hochfrequenz dem Steuergitter des Oszillators zugeführt. Stellt man nun den Oszillator ungefähr auf die Frequenz eines besonders stark einfallenden Senders, so zwingt dessen Frequenz dem Oszillator genau den gleichen Wert auf. Man sagt, der Oszillator wird von der Senderfrequenz mitgenommen oder „synchronisiert". Ist das der Fall, so hat die Oszillatorfrequenz genau den gleichen Wert wie die Hochfrequenz des betreffenden Senders. Die Differenzfrequenz aus beiden Werten, die im gewöhnlichen Superhet die Zwischenfrequenz bildet, ist also Null. Eine Zwischenfrequenz kommt demnach überhaupt nicht zustande, und was übrig bleibt, sind lediglich die Schwankungen der Modulation, also die eigentliche Niederfrequenz. Durch diese Überlegung wird in einfacher Weise die Erscheinung erklärt, daß die Mischstufe eines Synchrodynempfängers bereits unmittelbar die im Sender steckende Modulationsfrequenz liefert. Man kann diese also, wie das in Abb. 310 angedeutet ist, unmittelbar der Mischstufe entnehmen und einem Niederfrequenzverstärker zuführen.

Bei dieser Schaltung ist vor allem bestechend, daß es Trennschärfeschwierigkeiten im landläufigen Sinne überhaupt nicht gibt. Es kommt immer nur derjenige Sender zu Gehör, der gerade den Oszillator des Empfängers synchronisiert. Alle anderen Sender können grundsätzlich keinen Empfang liefern. Praktische Versuche mit dem neuen Empfängerprinzip haben ergeben, daß die theoretischen Voraussagen weitgehend erfüllt werden können. Allerdings benötigt man zur stabilen Syn-

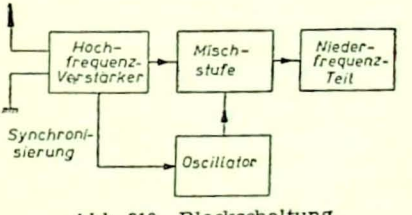


Abb. 310. Blockschaltung des Synchrodynempfängers

chronisierung eines Oszillators recht erhebliche Spannungen, so daß man den Hochfrequenzverstärker sehr kräftig ausführen muß. Die Verstärkung eines sehr schmalen Bandes, wie das bei den üblichen Verstärkern der Fall ist, kann mit verhältnismäßig wenig Röhren erreicht werden. Will man jedoch das breite Rundfunk-Frequenzband gleichmäßig verstärken, so sind wesentlich mehr Röhren erforderlich. Das führt dazu, daß ein Synchrodynempfänger, der die gleiche Leistung wie ein Gerät üblicher Schaltung aufweist, einen wesentlich größeren Materialaufwand erfordert. Trotzdem sind die Vorteile, die das neue Prinzip bietet, nicht von der Hand zu weisen. Wir müssen abwarten, ob es sich in der Praxis im Laufe der nächsten Jahre einführen wird.

5. Der Transistor

Der Transistor wurde ebenfalls in den Vereinigten Staaten entwickelt. Ihm liegt eine Erscheinung zugrunde, die schon vor Jahrzehnten entdeckt wurde. Unter bestimmten physikalischen Voraussetzungen kann man nämlich mit einem einfachen Kristalldetektor eine Verstärkerwirkung erzielen. Die Gründe für diesen Effekt können nur an Hand atomphysikalischer Darlegungen erklärt werden, auf die wir hier verzichten wollen (eine gründliche Einführung gibt das Werk „Transistor-Praxis“ vom gleichen Verfasser im gleichen Verlag). Nun hat sich gezeigt, daß das Element Germanium die beschriebenen Eigenschaften in besonders hohem Maße aufweist. Man hat zuerst eine Anordnung nach Abb. 311 geschaffen, die aus einem Germaniumkristall mit zwei daraufgesetzten kleinen Federn besteht („Punkt-Transistor“, im Gegensatz zum „Flächen-Transistor“, bei dem sich Germaniumflächen verschiedener physikalischer Beschaffenheit gegenüberstehen). Der linken Feder wird die zu verstärkende Eingangsspannung über den Kondensator C_1 zugeführt. Der Feder wird über den Arbeitswiderstand R_1 durch eine Stromquelle eine positive Vorspannung U_1 erteilt. Der Ausgangskreis besteht aus einer zweiten Feder, die über den Arbeitswiderstand R_2

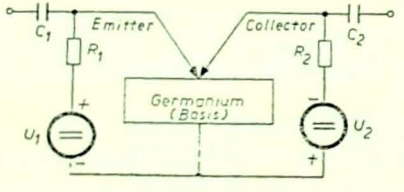


Abb. 311. Anordnung des Punkt-Transistors

eine negative Spannung U_2 erhält. Am Kondensator C_2 kann die verstärkte Spannung abgenommen werden.

Die linke Elektrode heißt Emitter, die rechte Collector, und den Kristall nennt man Basis. Grundsätzlich werden mit Transistoren nur Leistungen verstärkt. Man kann gegenüber der in Abb. 311 gezeigten „Basisschaltung" auch eine „Emitterschaltung" und eine „Collectorschaltung" vorsehen, wobei entweder der Emitter oder der Collector am Schaltungsnullpunkt liegt. Die Größen der Eingangs- und Ausgangswiderstände hängen weitgehend von der Schaltung selbst ab.

Die mit modernen Flächentransistoren erzielbaren Ausgangsleistungen liegen etwa bei 2—50 Watt, die höchste zu verstärkende Frequenz beträgt 10 Megahertz. Das sind vorerst noch bescheidene Daten. Immerhin ist allein die Tatsache, daß man mit einem gewöhnlichen Germaniumkristall wie mit einer Röhre Verstärkungen erzielen kann, recht beachtlich. Wo Verstärkung vorhanden ist, kann man natürlich auch Schwingungen erregen. Deshalb lassen sich die Transistoren grundsätzlich auch an Stelle von Senderöhren verwenden. Darum kann man z. B. auf diese Weise einen kompletten Superhetempfänger ohne Röhren bauen. Allerdings sind solche „Voll-Transistor-Empfänger" vorerst nur als Kofferempfänger im Handel, wohl aber „gemischt-bestückte" Geräte, bei denen man Röhren im HF-Teil, Transistoren dagegen im NF-Teil und im Netzteil (von Batterieempfängern) verwendet, wo sie ähnlich wie Zerhacker als „Gleichspannungswandler" arbeiten und aus der kleinen Spannung einer Monozelle etwa 80 Volt Anodenspannung erzeugen. Hierüber und über die heutigen handelsüblichen Transistor-Typen berichtet das erwähnte Buch „Transistor-Praxis".

Das Wichtigste dieses Kapitels

1. Bei einer Reflexschaltung kann man grundsätzlich eine Röhre einsparen, weil man ein und derselben Röhre zwei Funktionen übertragen kann.

2. Bei der Reflexschaltung steuert man das Gitter einer Röhre gleichzeitig mit Hoch- und Niederfrequenz. Zu diesem Zweck liegen im Gitter- und Anodenkreis je zwei Außenwiderstände, von denen je einer nur für Hochfrequenz wirksam ist.

3. Trotz des großen Frequenzunterschiedes ergibt sich bei der Reflexschaltung stets eine gewisse Beeinflussung der Hoch-

frequenz durch die Niederfrequenz und umgekehrt. Infolgedessen liefert jede Reflexschaltung eine dunkle Tonwiedergabe und arbeitet nicht so stabil wie eine gewöhnliche Röhrenstufe.

4. Den Niederfrequenz-Außenwiderständen einer Reflexschaltung schaltet man Kondensatoren parallel, welche die restliche Hochfrequenz kurzschließen. Folglich werden die hohen Töne benachteiligt.

5. Die Pendelrückkopplung bezweckt eine Empfindlichkeitssteigerung normaler Rückkopplungsschaltungen. Sie ist um so wirksamer, je höher die Arbeitsfrequenz ist.

6. Die Pendelrückkopplung beruht auf dem Gedanken, den Arbeitspunkt einer rückgekoppelten Röhre durch eine Pendelspannung periodisch zu verschieben, so daß der Empfänger in schneller Folge vom schwingenden in den nicht schwingenden Zustand gerät.

7. Die Pendelspannung wird entweder durch getrennte Oszillatoren oder durch Maßnahmen in der Schaltung selbst erzeugt.

8. Die Empfindlichkeitssteigerung durch Pendelrückkopplung beruht darauf, daß man sich stets genau im Punkt maximaler Entdämpfung des Schwingungskreises befindet.

9. Die Frequenzmodulation hat jetzt in Europa infolge des Kopenhagener Wellenplans durch den UKW-FM-Betrieb eine große Bedeutung erlangt.

10. Die Frequenzmodulation gestattet die Übertragung einer wesentlich größeren Dynamik als die Amplitudenmodulation. Außerdem kann man ein sehr breites Tonfrequenzband übertragen, weil die Frequenzmodulation nur bei Ultrakurzwellen zur Anwendung kommt.

11. Bei Anwendung der Frequenzmodulation ist eine wesentlich störfreiere Übertragung möglich, weil amplitudenmodulierte Störschwingungen unterdrückt werden können.

12. Die Herstellung frequenzmodulierter Schwingungen geschieht nach den alten Verfahren mit Hilfe von Kondensatormikrofonen und Eisendrosseln. Bei den neueren Verfahren wird eine Reaktanzröhre verwendet.

13. Der Hochfrequenzteil eines Empfängers für Frequenzmodulation muß eine größere Bandbreite als bei Amplitudenmodulation haben.

14. Die Begrenzerstufe hat die Aufgabe, alle amplitudenmodulierten Schwingungen zu unterdrücken. Man verwendet hauptsächlich selbstbegrenzende FM-Demodulatoren.

15. Der Diskriminator muß die Frequenzmodulation in Amplitudenmodulation verwandeln. Er beruht auf der Frequenzabhängigkeit von Resonanzkreisen.

16. In der Praxis sind Spannungs-Diskriminatoren, Phasen-Diskriminatoren und Ratio-Detektoren gebräuchlich.

17. Die Akzentuierung nimmt man senderseitig im Interesse einer störfreien Wiedergabe vor. Empfangsseitig muß diese Maßnahme durch die Deakzentuierung wieder rückgängig gemacht werden.

18. Der Synchrodynempfänger ist eine Abart des Superhets. Er arbeitet mit einem Oszillator, dessen Frequenz mit der Frequenz des zu empfangenden Senders synchronisiert wird. Die Mischstufe liefert unmittelbar die Niederfrequenz.

19. Der Flächentransistor besteht aus drei Germaniumkristallen mit verschiedenen Eigenschaften.

20. Ein Transistor hat eine Verstärkerwirkung und kann daher bis zu einem gewissen Grade die Elektronenröhre ersetzen. Die erzielbaren Leistungen sind bereits recht beachtlich.

Dreizehntes Radio-Quiz

1. Die Reflexschaltung beruht auf
   a) der doppelten Ausnützung einer Röhre,
   b) den Eigenschaften des Germaniumkristalls,
   c) der Synchronisierung eines Oszillators.
2. Bei der Reflexschaltung sind
   a) Hochfrequenz- und Niederfrequenzwiderstand parallel geschaltet,
   b) Hochfrequenz- und Niederfrequenzwiderstand in Reihe geschaltet,
   c) Niederfrequenzwiderstände nur im Gitterkreis anzutreffen.
3. Die Tonwiedergabe von Reflexempfängern ist verhältnismäßig dunkel, weil
   a) die Hochfrequenzwiderstände der Schaltung sehr klein sind,

b) die Röhren überlastet sind,
c) die Niederfrequenzwiderstände kapazitiv überbrückt werden müssen.

4. Bei einer Reflexschaltung wird eine Röhre gleichzeitig herangezogen zur Verarbeitung der
   a) Hoch- bzw. Zwischenfrequenz und Niederfrequenz,
   b) Hochfrequenz und Oszillatorfrequenz,
   c) Regelspannung und Eingangsfrequenz.

5. Unter Pendelrückkopplung versteht man
   a) das Hin- und Herpendeln einer schlecht befestigten Rückkopplungsspule,
   b) die Arbeitsweise des Oszillators in einem Superhet,
   c) die Überlagerung einer Hilfsschwingung in einem rückgekoppelten Audion.

6. Die Pendelschwingung in einem Pendelrückkopplungsempfänger hat eine Frequenz von etwa
   a) 50 Hertz,
   b) 20 000 Hertz,
   c) mehreren Megahertz.

7. Mit der Pendelschwingung kann der Rückkopplungseinsatz gesteuert werden, weil diese Schwingung
   a) die Steilheit der Röhre verändert,
   b) die Anodenspannung erhöht,
   c) die Hochfrequenz verstärkt.

8. Die Pendelrückkopplung wird bewirkt mit Hilfe
   a) eines Hilfsgenerators,
   b) eines Transistors,
   c) einer Tonblende.

9. Die Pendelrückkopplung ist bei sehr hohen Frequenzen besonders empfindlich, weil
   a) sich hohe Frequenzen sehr schnell aufschaukeln,
   b) die Resonanzwiderstände der Schwingungskreise sehr groß sind,
   c) größere Anodenspannungen angewendet werden können.

10. Die Frequenzmodulation arbeitet besonders störungsfrei, weil
   a) die meisten Störungen auf Amplitudenmodulation beruhen,

b) die Senderleistungen größer sind,
c) sich nur kleine Reichweiten erzielen lassen.

11. Die Frequenzmodulation gestattet
a) das Überbrücken besonders großer Entfernungen,
b) eine sehr gute Dynamik und die Übertragung eines großen Frequenzbandes,
c) den Bau besonders billiger Empfänger.

12. Die Modulationsfrequenz steckt bei Frequenzmodulation
a) in der verschieden großen Frequenz des Trägers,
b) in den Schwankungen der Größe der Trägerwelle,
c) in der Dynamik der Wiedergabe.

13. Frequenzmodulation ist praktisch nur auf Ultrakurzwellen durchführbar, weil
a) die Reichweite sonst zu gering wird,
b) nur diese Frequenzen die Übertragung der erforderlichen breiten Bänder gestatten,
c) sich nur Ultrakurzwellen frequenzmodulieren lassen.

14. Moderne Sender für Frequenzmodulation arbeiten
a) mit Reaktanzröhren,
b) mit Kondensatormikrofonen parallel zu den Schwingungskreisen,
c) mit Eisendrosseln.

15. Der Begrenzer in einem FM-Empfänger hat die Aufgabe
a) amplitudenmodulierte Schwingungen unschädlich zu machen,
b) die Frequenzmodulation in Amplitudenmodulation zu verwandeln,
c) die hohen Töne zu begrenzen.

16. Der Diskriminator bewirkt
a) eine Anhebung der hohen Töne,
b) eine Umwandlung der Frequenzmodulation in Amplitudenmodulation,
c) eine Regulierung der Lautstärke.

17. Man gebraucht Diskriminatoren in Gegentaktschaltung, weil diese Anordnungen
a) verzerrungsfreier arbeiten,
b) die Störgeräusche besser beseitigen,
c) eine größere Reichweite liefern.

18. Eine Akzentuierung ist erforderlich, um
    a) die Störungen möglichst unwirksam werden zu lassen,
    b) eine gute Amplitudenmodulation zu erhalten,
    c) die Dynamik zu verbessern.

19. Beim Synchrodynempfänger verwendet man
    a) eine möglichst hohe Zwischenfrequenz,
    b) eine Zwischenfrequenz, die mit der Oszillatorfrequenz synchronisiert ist,
    c) überhaupt keine Zwischenfrequenz.

20. Der Transistor ist
    a) eine neuartige Schaltung mit Mehrgitterröhren,
    b) ein Spezial-Kristallsystem,
    c) ein Superhetempfänger in Reflexschaltung.

14. Kapitel: Die kürzesten Wellen

Die Entwicklung der Radiotechnik ging im Laufe der Jahre und Jahrzehnte recht seltsame Wege. Heinrich Hertz machte seine berühmten grundlegenden Versuche mit äußerst kurzen Wellen, die in der Größenordnung von wenigen Zentimetern lagen. Er benutzte für diesen Zweck sogenannte Funken-Oszillatoren, die im wesentlichen aus Schwingungskreisen mit sehr kleinen Kapazitäten und Induktivitäten bestanden. Den Schwingungskreisen wurde mit Hilfe von Funkenstrecken stoßweise Energie zugeführt. Heute sind diese Anordnungen natürlich vollkommen veraltet, bildeten jedoch in der Hand eines genialen Forschers den Schlüssel zur drahtlosen Technik.

Die ersten tastenden Versuche, das vorerst nur physikalisch interessante Phänomen praktischen Zwecken dienstbar zu machen, führten in einem jähen Umschwung zu außerordentlich langen Wellen. Die älteren Leser können sich sicher noch an die Anfangserfolge der deutschen Großstationen in Nauen erinnern, die schon vor dem ersten Weltkrieg in Betrieb waren und eine sichere Verbindung mit Übersee gewährleisteten. Während des ersten Weltkrieges waren sie die einzige Möglichkeit für Deutschland, mit den überseeischen Ländern in Verbindung zu bleiben.

Es dauerte nicht lange, und man erkannte die Brauchbarkeit der Mittelwellen zwischen etwa 200 und 1000 m für Zwecke der Nachrichtenübertragung (die ersten Langwellensender in Nauen arbeiteten mit Wellen von vielen Kilometern Länge). Die Wellen unterhalb 200 m wurden jedoch noch lange vernachlässigt. Man wußte mit ihnen nicht viel anzufangen und gab sie daher für die Radioamateure frei, die aus Begeisterung und Liebe zur Sache viele und sorgfältige Studien auf diesem Wellengebiet anstellten. Es ist daher nicht zu verwundern, daß die große praktische Bedeutung der Kurzwellen erstmalig durch einen Radioamateur nachgewiesen wurde. Die Fachwelt der ganzen Erde horchte seinerzeit auf, als ein Radioamateur mit lächerlich kleinen Leistungen von wenigen Watt eine Transozeanverbindung herstellte.

Nun begannen sich weite Kreise, vor allem auch die Laboratorien der Industrie, für die Kurzwellen zu interessieren. Die mit primitiven Mitteln durchgeführten Amateurversuche konnten nicht nur bestätigt werden, sondern ihre Ergebnisse wurden weit übertroffen. In dieser Zeit begannen die ersten systematischen Untersuchungen über die Ausbreitung kurzer Wellen, und es dauerte nicht lange, bis man sie für Nachrichten- und Rundfunkzwecke praktisch dienstbar machte.

Jetzt hatte man Mut geschöpft und stieß in der Richtung nach immer kürzeren Wellen vor. Bald konnte man Schwingungen unterhalb 10 Meter Länge herstellen; auch die Metergrenze wurde sehr schnell unterschritten. Es ging jedoch den Forschern anfangs ähnlich wie jenen, die sich erstmalig mit der Erzeugung von Wellen unter 100 Meter befaßten: Sie wußten nämlich mit diesen Wellen wegen ihres eigentümlichen Verhaltens, das wir auf Seite 87 genau erörtert haben, nichts anzufangen. Erst den Jahren vor dem zweiten Weltkrieg und vor allem den Kriegsjahren selbst blieb es vorbehalten, den ultrakurzen und den Dezimeter- und Zentimeter-Wellen neue und außerordentlich wichtige Anwendungsgebiete zu erschließen. Man bearbeitete daher diesen Wellenbereich mit den zahlreichen modernen Hilfsmitteln, die von der inzwischen weit entwickelten Rundfunk- und Kurzwellentechnik zur Verfügung standen. Systematischer Forschungsarbeit gelangen in verhältnismäßig kurzer Zeit ungeahnte Fortschritte, die leider weniger zum Nutzen, als vielmehr zum Schaden der gesamten Menschheit ausgewertet wurden. Es sei nur auf die moderne Radar-Technik hingewiesen, der wir in erster Linie die Zerstörung unserer Großstädte zu verdanken hatten.

Der vorstehende kurze Überblick zeigt, daß das Schwergewicht der radiotechnischen Entwicklung bei den kürzesten Wellen begann, einen jahrzehntelangen Umweg über die langen Wellen machte und heute wieder bei den kürzesten Wellen zu finden ist. Es steht außer Zweifel, daß gerade die nächsten Jahre noch ungeahnte Fortschritte bringen werden, die nur unter Verwendung kürzester Wellen möglich sind. So stellt z. B. die Tatsache, daß man drahtlose, vom Mond reflektierte Schwingungen empfangen kann, und daß es heute schon „Radiosternwarten" gibt, die Radiowellen weit entfernter Himmelskörper auswerten, erst den Anfang einer weittragenden Entwicklung dar. Auch für die zukünftige Weltraumfahrt sind die kürzesten Wellen von großer Bedeutung.

Wir wollen in diesem Kapitel die wichtigsten physikalischen und technischen Grundlagen der Technik kürzester Wellen, der sogenannten Ultra-Hochfrequenztechnik, kennenlernen.

1. Die Ultrakurzwellen

Wir besprechen in diesem Abschnitt die Erzeugung, die Verstärkung und den Empfang von Ultrakurzwellen, die sich bekanntlich von 10 m bis 1 m herab erstrecken. Grundsätzlich lassen sich diese Frequenzen ohne weiteres mit den bekannten und in diesem Buch ausführlich besprochenen Senderschaltungen erzeugen. Verwendet man hierfür jedoch normale Rundfunkröhren, so wird man bald feststellen, daß Ultrakurzwellensender lange nicht so viel Leistung abgeben, wie das unter Verwendung derselben Röhren bei Mittel- und auch bei Kurzwellen möglich ist. Woher rührt diese Erscheinung?

Bei der Besprechung der Leistungsverstärker haben wir gehört, daß zur Erzeugung einer bestimmten Hochfrequenzleistung ein gewisser Widerstand-Mindestwert im Anodenkreis erforderlich ist. Wird dieser Außenwiderstand zu klein, so sinkt die Leistung beträchtlich ab. Nun kann man mathematisch zeigen, daß der Widerstand eines Parallel-Schwingungskreises um so kleiner ist, je größer das Verhältnis zwischen Schwingkreiskapazität und Schwingkreisinduktivität wird. Wenn wir nun zwecks Erzeugung von Ultrakurzwellen beide Werte immer kleiner machen wollen, so stoßen wir bei der Verkleinerung der Kapazität bald auf eine nicht unterschreitbare Grenze. Die Induktivität einer Spule können wir durch Entfernen von Windungen grundsätzlich sehr klein machen. Bleibt schließlich nur noch eine Windung übrig, so können wir deren Induktivität durch Verkleinern ihres Durchmessers usw. ebenfalls noch herabdrücken. Bei der Schwingkreiskapazität ist das jedoch nicht so einfach. Wir können zwar den Schwingkreiskondensator immer kleiner machen und ihn schließlich ganz weglassen. Deshalb ist aber die frequenzbestimmende Kapazität noch nicht Null. Wir hörten schon früher, daß z. B. jede Röhre zwischen ihren Elektroden eine gewisse Kapazität besitzt, die der Schwingkreisinduktivität parallel liegt. Dasselbe gilt für die unvermeidliche Kapazität der Verbindungsleitungen usw. Wir stoßen also in dem Bestreben, die Frequenz des Senders immer mehr zu erhöhen, auf nicht unerhebliche Schwierigkeiten. Da sich die

Kapazität aus den erwähnten Gründen nicht in demselben Maße herabsetzen läßt wie die Induktivität, erhöht sich natürlich das Verhältnis zwischen Kapazität und Induktivität, was — wie wir schon hörten — zu einer erheblichen Herabsetzung des wirksamen Resonanzwiderstandes führt. Das ist der eine Grund, weshalb die Leistung eines Ultrakurzwellensenders und sein Wirkungsgrad mit abnehmender Welle immer schlechter werden.

Noch eine andere Erscheinung bedingt eine Herabsetzung der beiden Größen. Wenn nämlich die Frequenz so hoch wird, daß die einer Periode entsprechende Zeit nicht mehr groß ist gegenüber dem Zeitraum, den die Elektronen im Inneren der Röhre zum Durchlaufen der Strecke Kathode — Anode benötigen, so folgt der Elektronenstrom nicht mehr genau dem Verlauf der steuernden Ultrahochfrequenz. Das ist leicht zu verstehen, wenn wir einmal kurz die Erlebnisse eines Elektrons im Inneren der Elektronenröhre bei Ultrakurzwellen betrachten. Es soll in dem Augenblick die Kathode verlassen, in dem die Gitterspannung gerade positiv ist. Bei langsamen Schwingungen ist dieses Elektron nun längst auf der Anode gelandet, wenn die Gitterwechselspannung beginnt, ihre Polarität zu wechseln. Bei Ultrahochfrequenz jedoch kann sehr wohl der Fall eintreten, daß die Gitterspannung schon wieder Null oder gar negativ ist, wenn das Elektron erst den halben Weg im Inneren der Röhre zurückgelegt hat. Es kommt also gegenüber der Gitterspannung gewissermaßen verspätet auf der Anode an. Der Fachmann sagt, zwischen dem Anodenstrom — der ja aus den Elektronen gebildet ist — und der steuernden Gitterwechselspannung besteht eine mehr oder weniger große Phasenverschiebung, und zwar eilt der Strom der Spannung nach. Diese Erscheinung wirkt sich nun ungünstig auf die Rückkopplungsverhältnisse aus, denn wir müssen bekanntlich von einem guten Sender fordern, daß die Gitterwechselspannung von der rückkoppelnden Anodenwechselspannung im richtigen Takt unterstützt wird. Kommt nun die Anodenwechselspannung infolge des verzögerten Anodenwechselstroms später als sonst zur Auswirkung, so sind die günstigsten Bedingungen für die Rückkopplung nicht mehr erfüllt. Die Selbsterregung wird daher mindestens schwächer sein, was natürlich ebenfalls zu einer Verminderung der Leistungsabgabe des Senders beiträgt.

Die erwähnte Phasenverschiebung und die Verkleinerung des wirksamen Außenwiderstandes sind nun jedoch im Ultrakurzwellengebiet auch bei Verwendung normaler Rundfunkröhren noch nicht so groß, daß eine Erzeugung dieser Frequenzen gänzlich unmöglich wäre. Da sich jedoch ein verhältnismäßig schlechter Wirkungsgrad einstellt, bemühte sich die Industrie um die Schaffung von Spezialröhren. Dabei achtete man vor allen Dingen auf Röhren mit sehr kleinen Abständen zwischen Kathode und Gitter bzw. Gitter und Anode, um den Laufweg und damit die Laufzeit der Elektronen so klein wie möglich zu halten. Das führte bereits zu recht beachtlichen Erfolgen. Ein bestimmter Mindestabstand zwischen den Elektroden läßt sich aber nicht unterschreiten, weil sonst Funkenüberschläge zu befürchten sind. Man verwendete daher gleichzeitig höhere Anoden-Gleichspannungen als üblich, denn ein Elektron fliegt um so schneller, je höher die Anodenspannung ist. So gelangte man — unter gleichzeitiger Ausnützung anderer technischer Maßnahmen — zu Röhren, mit denen die Erzeugung von Ultrakurzwellen selbst großer Leistung mit einem Wirkungsgrad erreicht wird, der sich mit den bei Rundfunkwellen üblichen Werten durchaus vergleichen läßt. Es macht heute keine Schwierigkeiten, Meterwellen mit Leistungen von vielen hundert Kilowatt zu erzeugen. Dabei sind die Außenabmessungen moderner UKW-Röhren ganz erstaunlich gering. Während man früher Exemplare von etwa einem halben Meter Länge benötigte, sind die modernen Ausführungen etwa so groß wie eine kräftige Faust. Es hat langer Entwicklungsarbeit von seiten der Röhrenkonstrukteure bedurft, um dieses Ergebnis zu erreichen. Auch Wirkungsgrad und Frequenzstabilität konnten außerordentlich gesteigert werden.

Auf die Wiedergabe von Schaltungen können wir verzichten, weil sie nur wenig von den üblichen Senderanordnungen abweichen. Wir zeigen dagegen in Abb. 9, Tafel II, das Aussehen einer Spule, wie sie in kleineren UKW-Sendern für etwa 3 m Wellenlänge verwendet wird. Abb. 2, Tafel III, ist die Ansicht eines Ultrakurzwellen-Drehkondensators. Diese Kondensatoren müssen mechanisch und elektrisch besonders sorgfältig durchgearbeitet sein.

Wie steht es nun mit der Verstärkung bei Meterwellen? Hinsichtlich der Außenwiderstände in den Verstärkerröhren ergeben sich die gleichen Gesichtspunkte wie bei den Sendern, denn es werden abgestimmte Schwingungskreise verwendet,

deren Resonanzwiderstände mit zunehmender Frequenz stark absinken. Im gleichen Maße geht natürlich auch die Verstärkung zurück, so daß wir von UKW-Verstärkern kleinere Leistungen zu erwarten haben. Es kommt jedoch noch ein weiterer Faktor hinzu, der für die Verstärkung von Ultrakurzwellen wesentlich mehr bedeutet als der Rückgang des Außenwiderstandes. Der Widerstand zwischen Gitter und Kathode einer negativ vorgespannten Röhre ist nämlich keineswegs mehr unendlich groß, wie wir das im Gebiet längerer Wellen als selbstverständlich voraussetzen können. Man kann mathematisch zeigen, daß sich die schon erwähnte Phasenverschiebung zwischen Gitterwechselspannung und Anodenwechselstrom so auswirkt, als ob der Strecke Gitter—Anode ein verhältnismäßig kleiner Ohmscher Widerstand parallelgeschaltet wäre. Auf den ersten Blick scheint das recht sonderbar zu sein, ist es jedoch keineswegs, wenn wir die auf S. 408 besprochene Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung in Betracht ziehen. Eine solche Verschiebung besteht natürlich auch auf der Gitterseite. Nun bedeutet aber lediglich eine Phasenverschiebung von genau 90° einen reinen, nicht dämpfenden Blindwiderstand, andere Winkelwerte führen zu teilweisen Wirkwiderständen, die auch nach außen genau so wirken wie irgend ein Ohmscher Widerstand. Übrigens machen sich diese Einflüsse nicht etwa nur im UKW-Gebiet bemerkbar. Bei gewöhnlichen Rundfunkröhren muß man schon im Kurzwellengebiet mit dem Auftreten dieser störenden Erscheinung rechnen. Der Zusammenhang zwischen Wellenlänge und Eingangswiderstand ist, nebenbei bemerkt, quadratisch. Einer Halbierung der Wellenlänge entspricht demnach ein viermal kleinerer Eingangswiderstand.

Dieser Widerstand liegt natürlich auch den angeschlossenen Schwingungskreisen parallel und trägt nicht nur zu einer weiteren Verkleinerung des wirksamen Außenwiderstandes, sondern auch zu einer entsprechend starken Dämpfung bei. Wir sehen in Abb. 312 das für diese Verhältnisse maßgebende Ersatzschaltbild. Die Widerstände R_1 und R_2 bedeuten in dieser Schaltung die erwähnten Röhrenwiderstände. Sie sind hier natürlich nur symbolisch dargestellt, man muß sie sich also gewissermaßen unsichtbar in den Röhren liegend denken. Wir erkennen jedenfalls, daß man nunmehr von einer leistungslosen Steuerung nicht mehr sprechen kann.

Diese Widerstände können bei der 3-m-Welle Werte von nur wenigen tausend Ohm annehmen. Auf jeden Fall überwiegt ihr Einfluß im allgemeinen den Einfluß der kleinen Resonanzwiderstände ganz erheblich, so daß der Bau besonders hochwertiger UKW-Kreise innerhalb gewisser Grenzen sinnlos ist.

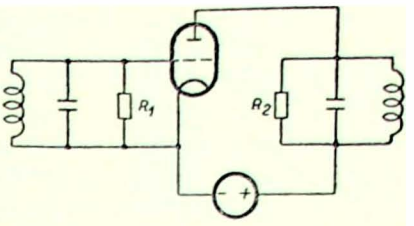


Abb. 312. Zum Verständnis des Verhaltens von UKW-Kreisen

Auch die modernsten Verstärkerröhren für UKW haben immer noch so kleine Eingangswiderstände, daß die auf diesem Wellengebiet erzielbaren Verstärkungen wesentlich unterhalb der Verstärkungszahlen bei tieferen Frequenzen liegen. Ein Verstärkungsgrad von etwa 50 wird daher nur bei den längsten Ultrakurzwellen und unter Verwendung modernster Röhren erreicht. Im allgemeinen ergeben sich jedoch viel kleinere Verstärkungsziffern. Aus diesem Grunde ist die Anwendung eines Geradeausempfängers bei Ultrakurzwellen ohne größere Bedeutung. Man macht heutzutage fast ausschließlich vom Überlagerungsempfang Gebrauch, mischt also die zu empfangende Ultrakurzwelle mit der Schwingung eines Oszillators und erzeugt eine verhältnismäßig niedrige Zwischenfrequenz, die sich dann leicht beliebig hoch verstärken läßt. Die Mischung von UKW macht keine nennenswerten Schwierigkeiten, und es können fast alle auf Seite 275 ff. besprochene Schaltungen verwendet werden. Im Interesse eines geringen Rauschens haben jedoch Spezialtrioden in Sonderschaltung (z. B. ECC85, EC90) Bedeutung erlangt.

Ein moderner UKW-Superhet setzt sich, was auf Grund der vorstehenden Ausführungen verständlich ist, wie sonstige Überlagerungsempfänger aus einer eventuellen Vorstufe, einer Mischstufe mit Oszillator, einem Zwischenfrequenzteil und einem Demodulator mit anschließendem Niederfrequenzteil zusammen. Für Einzelfragen verweisen wir auf „UKW-FM“ (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart).

2. Die Dezimeterwellen

Die Dezimeterwellen reichen bekanntlich von 10 bis 100 cm. Zur Erzeugung dieser Schwingungen sind ebenfalls fast bis zur kürzesten Welle herab noch normale Rückkopplungsschal-

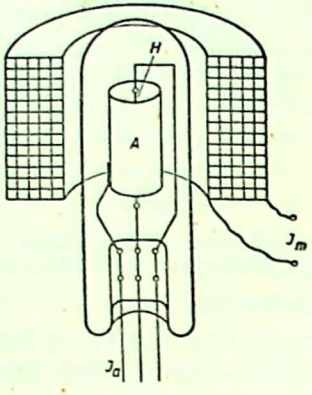


Abb. 313. Anordnung eines Magnetrons

tungen möglich, allerdings nur unter Zuhilfenahme modernster Spezialröhren. Solange man diese noch nicht zur Verfügung hatte, lag die Grenze der Schwingungserzeugung bei etwa 20 Zentimeter. Bei noch kürzeren Wellen machten sich sowohl die Elektronenlaufzeit als auch der dämpfende Einfluß der Röhrenwiderstände so stark bemerkbar, daß eine Schwingung nicht mehr angefacht werden konnte. Man entwickelte daher für diesen Wellenbereich besondere Schaltungen, deren wichtigste Vertreter das Magnetron, der Barkhausen-Kurz-Generator und neben einigen Sonderschaltungen das Klystron sind. Wir wollen die Wirkungsweise dieser Anordnungen kurz besprechen.

Das Magnetron und die Barkhausen-Kurz-Schaltung nützen die bei den normalen Rückkopplungsanordnungen schädliche Elektronenlaufzeit unmittelbar zur Schwingungserzeugung aus. Das Magnetron beruht auf der Beeinflussung frei fliegender Elektronen durch starke Magnetfelder. In Abb. 313 sehen wir die grundsätzliche Anordnung einer solchen Röhre. Innerhalb der zylinderförmigen Anode A befindet sich der Heizfaden H. Faden und Anode sind in üblicher Weise nach außen geführt. Um den Glaskolben herum ist eine Spule mit vielen Windungen angeordnet, durch die ein kräftiger Gleichstrom fließt. Infolgedessen entsteht in der Umgebung der Spule ein sehr kräftiges Magnetfeld, so daß die Elektronen aus ihrer Flugrichtung vom Heizfaden zur Anode abgedrängt werden. In Abb. 314 sehen wir diese Wirkung. Ist das Magnetfeld noch schwach, so wird die Elektronenbahn nur ein wenig gekrümmt (Kurve I). Wird das Magnetfeld gesteigert, so wird die Krümmung bereits stärker (Kurve II). Bei einer gewissen kritischen Feldstärke können nun die Elektronen die Anode überhaupt nicht mehr erreichen. Sie beschreiben dann eine geschlossene Kreisbahn nach Kurve III, deren

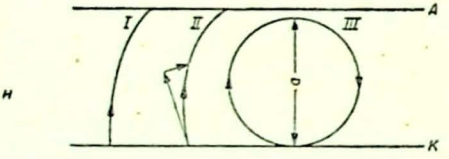


Abb. 314. Zur Wirkungsweise des Magnetrons

Durchmesser von der Anodenspannung und der Stärke des Magnetfeldes abhängt. Je größer die Anodenspannung und je kleiner die Feldstärke ist, um so größer ist der Radius der kreisförmigen Elektronenbahn.

Zum Durchlaufen eines geschlossenen Zyklus gehört natürlich eine bestimmte Zeit, die offenbar um so kürzer ist, je kleiner man den Durchmesser der Elektronenbahn macht. Nun kann man mit Hilfe dieser schnell kreisenden Elektronen einen Schwingungskreis anregen, der auf eine sehr kurze Welle abgestimmt ist. Macht man die Resonanzfrequenz dieses Kreises so groß, daß ihre Schwingungsdauer mit der Zeit übereinstimmt, die von den Elektronen zum einmaligen Durchlaufen der Kreisbahn benötigt wird, so erhält man sehr stabile UKW-Schwingungen, deren Frequenz letzten Endes durch die Elektronengeschwindigkeit im Inneren der Röhre gegeben ist. Erhöht man beispielsweise die Feldstärke und verkleinert die Anodenspannung, so wird der Bahndurchmesser der Elektronen und damit ihre Laufzeit kleiner. Das führt zu einer entsprechenden Frequenzsteigerung. In Abb. 2, Tafel IX, sehen wir ein modernes Magnetron.

Das soeben beschriebene Magnetron eignet sich für die Erzeugung selbst sehr kurzer Wellen. Man hat Systeme gebaut, mit denen sich auch noch Zentimeterwellen erregen lassen. Die Schaltungen des Magnetrons sind außerordentlich zahlreich, und es gibt auch gewisse Abarten, von denen der sogenannte Habann-Generator die bekannteste ist. Wir wollen uns damit jedoch nicht weiter befassen.

Nun kurz einige Worte zum Prinzip der Barkhausen-Anordnung, die auch Bremsfeldmethode genannt wird. Sie bildet gewissermaßen das elektrische Gegenstück zum Magnetron. Wir sehen in Abb. 315 die grundsätzliche Schaltung, die an sich außerordentlich einfach ist. Es handelt sich lediglich um eine Triode, deren Anode gegenüber der Kathode keine Spannung führt. Beide Elektroden sind miteinander verbunden. Dagegen erhält das Steuergitter eine verhältnismäßig hohe positive Vorspannung gegenüber der Kathode.

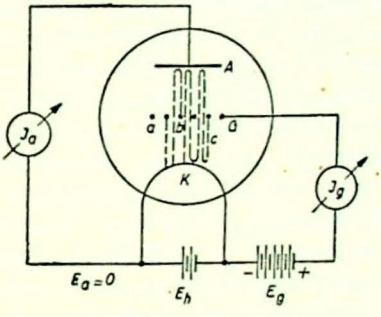


Abb. 315. Schaltung der Barkhausen-Kurz-Anordnung

Wenn nun ein Elektron aus der Kathode tritt, gelangt es mit großer Geschwindigkeit in die Nähe des Gitters und wird durch die positive Gitterspannung so beschleunigt, daß es durch die Gittermaschen hindurch in Richtung zur Anode weiterfliegt. Da dort jedoch keine positive Spannung herrscht, wird es wieder in Richtung zum Gitter zurückgestoßen und fliegt durch dieses hindurch, fast bis zur Kathode. Darauf wird es vom Gitter wieder beschleunigt, zur Anode geworfen, von dort wieder abgestoßen und so fort. Die Elektronen pendeln also zwischen Anode und Kathode hin und her, weshalb man auch von einem „Elektronentanz" spricht. Zu diesem Hin- und Herpendeln der Elektronen gehört wie beim Magnetron eine bestimmte, sehr kurze Zeit, und man kann die Elektronenbewegung wiederum zur Erregung sehr kurzer Wellen heranziehen. Zu diesem Zweck braucht man die Röhre nur mit einem äußeren Schwingungskreis zu verbinden, der so abgestimmt ist, daß seiner Schwingungsdauer die Laufzeit eines Elektronentanzes entspricht.

Der Wirkungsgrad der Bremsfeldmethode ist verhältnismäßig gering, und die erzeugte elektrische Leistung genügt den heutigen Ansprüchen nicht mehr. Die Schaltung hat daher wenigstens nach dem heutigen Stand keine größere praktische Bedeutung.

Das Klystron und seine Schwester, die sog. Hahn-Metcalf-Röhre, sind die modernsten Anordnungen zur Erzeugung sehr kurzer Wellen und wurden bereits im zweiten Weltkrieg für Navigationszwecke praktisch verwendet. Sie beruhen auf einem völlig neuartigen Prinzip. In einer gewöhnlichen Elektronenröhre wird bekanntlich die S t ä r k e des Elektronenstromes durch das Gitter gesteuert. Bei den zwei erwähnten neuen Anordnungen dagegen steuert man die G e s c h w i n d i g k e i t der Elektronen. Das hat bei sehr kurzen Wellen große Vorteile. Wir müssen nämlich bedenken, daß die im vorigen Abschnitt geschilderten kleinen Eingangs- und Ausgangswiderstände der Röhren vor allen Dingen auf Phasenverschiebungen im Inneren der Röhre zurückzuführen sind. Diese Phasenverschiebungen wirken so, als ob zwischen den Elektroden Ohmsche Widerstände lägen. Diese Widerstände verbrauchen natürlich Leistung. Wird jedoch, wie das bei den neuen Anordnungen der Fall ist, lediglich die Geschwindigkeit der Elektronen gesteuert, so kann die Röhre keine zusätzliche Leistung verbrauchen. Wenn nämlich ein Elektron beschleu-

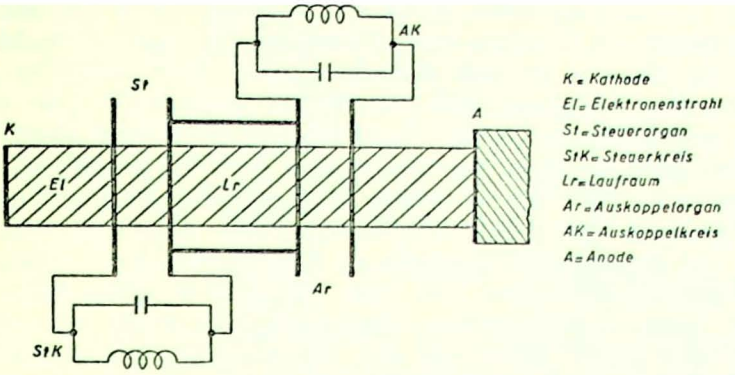


Abb. 316. Anordnung einer geschwindigkeitsmodulierten Laufzeitröhre

nigt wird — wenn man ihm also eine größere Geschwindigkeit erteilt — so bedeutet das zwar die Zuführung einer gewissen Energie von außen; wenn das Elektron jedoch schließlich abgebremst wird, muß die zugeführte Energie in voller Größe wieder frei werden. Effektiv wird also überhaupt keine Leistung verbraucht, was gleichbedeutend damit ist, daß die Eingangs- und Ausgangswiderstände solcher Röhren unendlich groß sind. Folglich muß sich dieser Effekt bei sehr hohen Frequenzen recht günstig bemerkbar machen.

Das Prinzip einer geschwindigkeitsmodulierten Laufzeitröhre zeigt Abb. 316. K ist die Kathode der Röhre, A die Anode. Die Geschwindigkeitsmodulation erfolgt durch eine Steuerelektrode St, die steuernde Spannung liefert der Kreis StK. An die Steuerelektrode schließt sich der sog. Laufraum Lr an, in dem die Geschwindigkeitssteuerung wieder in eine Dichtesteuerung umgewandelt wird. Mit einem sog. Auskoppelorgan Ar kann die Energie abgenommen werden und gelangt von dort zu einem Schwingungskreis AK.

Die beschriebene Anordnung entspricht in ihrem Aufbau vor allem der Hahn-Metcalf-Röhre. Das Klystron ist etwas anders aufgebaut, unterscheidet sich jedoch im Prinzip nicht von der zuerst genannten Anordnung. Wir wollen auf Einzelheiten nicht weiter eingehen, weil sich gerade die Entwicklung dieser Laufzeitröhren noch sehr im Fluß befindet. Auf jeden Fall kann schon heute gesagt werden, daß die Anwendung des soeben geschilderten neuen Prinzips in der Technik der allerkürzesten Wellen eine immer größere Rolle spielen wird.

Bei den Dezimeterwellen ist die Ausgestaltung der Schwingungskreise ein Problem ersten Ranges. Die normalen Anordnungen, die aus in sich konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten bestehen, sind bei Wellen unterhalb 1 m praktisch nicht mehr brauchbar, denn die Induktivitäten sind keine Spulen mehr, sondern nur noch kurze Drahtbügel mit geringer Induktivität. Wir hörten schon, daß sich die Kapazität unter ein gewisses Maß nicht herabsetzen läßt. Infolgedessen nehmen die Resonanzwiderstände so kleine Werte an, daß auch mit Spezialschaltungen wie dem Magnetron oder dem Klystron keine befriedigenden Wirkungsgrade mehr zu erzielen sind. Man greift daher bei den Dezimeterwellen zu Schwingungskreisen, die von der üblichen Form gänzlich abweichen. Es handelt sich um Anordnungen, bei denen die L- und C-Werte nicht an bestimmten Stellen als Spulen oder Kondensatoren auftauchen, sondern sich über die ganze Anordnung hinweg verteilen. Die technisch einfachste Form eines derartigen Schwingungskreises ist die gewöhnliche, an einem Ende kurzgeschlossene oder auch offene Leitung.

Wir sehen in Abb. 317 in Fig. a eine Doppelleitung, die aus zwei parallel zueinander gespannten Drähten besteht. Sie sind am rechten Ende mit einem Kurzschlußbügel K überbrückt. Solch eine Leitung ist eine harmlose Angelegenheit, solange man sie mit Gleichstrom speist. In diesem Fall ist ihr elektrisches Verhalten lediglich durch den reinen Ohmschen Gleichstromwiderstand der Drähte bestimmt. Ganz anders ist das jedoch bei Wechselstrom. Zu jedem Stückchen der Leitung gehört eine bestimmte kleine Induktivität, und zwischen den beiden Leitungen kann man sich unzählig viele kleine parallel liegende Kapazitäten vorstellen. Das ist in Figur b der Abb. 317 dargestellt. In Wirklichkeit sind natürlich unendlich viele Spulen und Kondensatoren vorhanden.

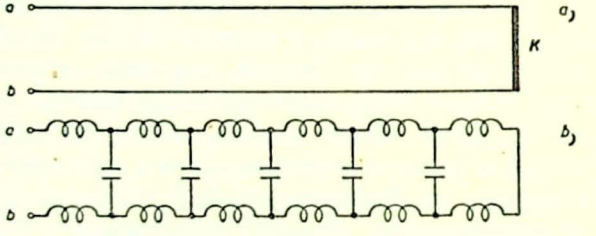


Abb. 317. Eine Leitung und ihr Ersatzschaltbild

Betrachtet man die Doppelleitung in der beschriebenen Weise in ihrem Verhalten für Wechselstrom hoher Frequenz, so leuchtet ohne weiteres ein, daß sie sich anders als bei Gleichstrom verhalten muß. Sie besitzt nämlich einen bestimmten Wechselstromwiderstand, weil sich nun die Anwesenheit der Induktivitäten und Kapazitäten bemerkbar macht. Besonders anschaulich ergibt sich diese Tatsache auch aus folgenden Überlegungen. Betrachten wir einmal den Verlauf einer elektrischen Spannung längs einer Leitung nach Abb. 318. Die Leitung soll genau so lang sein wie die Wellenlänge. Die Spannung sei im Punkt a angelegt und wir wollen uns vorstellen, daß wir mit einem Voltmeter in der Hand die Leitung abschreiten und jeweils die Spannung an bestimmten Punkten messen. Wir werden zunächst feststellen, daß die Spannung am Punkt a, also dort, wo die Stromquelle angeschlossen ist, ihren höchsten Wert hat. Schreiten wir nun fort in Richtung des Punktes b, so bemerken wir eine Abnahme der Spannung. Das ist nicht schwer zu verstehen, wenn wir uns an die Erscheinungen erinnern, die mit der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Zusammenhang stehen. Sind wir z. B. eine Viertelwellenlänge weit gegangen, also bis zum Punkt b gekommen, so muß die Spannung Null sein, denn dort ist die einer Viertelperiode entsprechende Zeit vergangen. Schreiten wir eine weitere Viertelwellenlänge ab und messen die Spannung am Punkt c, so hat sie denselben Wert wie in Punkt a, jedoch das umgekehrte Vorzeichen. Nun ist nämlich eine halbe Periode verstrichen, nach der jede Wechselspannung bekanntlich ihr Vorzeichen umkehrt. Die Strecke von a bis d entspricht einer Dreiviertelperiode. Dort treffen wir denselben Zustand an wie in Punkt b. Schreiten wir schließlich die gesamte Strecke bis zum Punkt e ab, so hat sich die Welle um den Betrag einer vollen Wellenlänge fortbewegt und hat dabei natürlich eine volle Periode durchlaufen. Demnach muß der Punkt e hinsichtlich Größe und Richtung der Spannung mit dem Punkt a identisch sein.

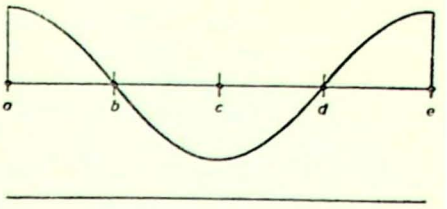


Abb. 318.
Spannungsverlauf auf einer Leitung

Wenden wir nun diese Erkenntnisse auf das Verhalten einer Doppelleitung an, so kommen wir zu folgenden ein-

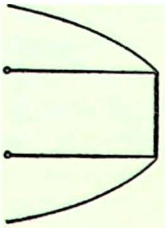


Abb. 319. Die Leitung wirkt als Schwingungskreis

fachen Ergebnissen. Wir sehen in Abb. 319 eine Leitung, deren Länge genau dem vierten Teil einer Wellenlänge entspricht. Dieses Leitungsstück stellt gewissermaßen die Strecke a—b in Abb. 318 dar. Wir sehen, daß am Ende der Leitung die Spannung Null, am Anfang dagegen die größte Spannung vorhanden ist. Infolgedessen muß dort, wo die Spannung Null herrscht, der größte Strom fließen, während an den Punkten höchster Spannung der Strom Null sein muß. Daraus ergibt sich ohne weiteres, daß der Eingangswiderstand einer Leitung von einer Viertelwellenlänge unendlich groß ist, wenn wir sie am Ende kurzschließen. Nach dem Ohmschen Gesetz gehört nämlich zu irgendeiner Spannung und zum Strom Null ein unendlich großer Widerstand.

Wir sehen, daß nur bei einem bestimmten Verhältnis zwischen Wellenlänge und Leitungslänge ein unendlich großer Widerstand am Leitungsanfang auftritt. Dieser Fall entspricht dem Resonanzzustand eines gewöhnlichen Schwingungskreises, woraus sich ergibt, daß eine solche Leitung ohne weiteres einen Schwingungskreis ersetzen kann. Von dieser Tatsache macht man nun bei sehr kurzen Wellen gern Gebrauch, denn in der Praxis zeigt sich, daß diese Anordnungen ein elektrisch wesentlich günstigeres Verhalten als gewöhnliche Schwingungskreise zeigen. Der Resonanzwiderstand liegt bei guten Ausführungen ungefähr zehnmal höher als der Resonanzwiderstand der besten Schwingungskreise normaler Bauart. Das hat seinen Grund vor allem darin, daß das Verhältnis zwischen C und L bei einer Leitung mit abnehmender Länge, also zunehmender Resonanzfrequenz, nicht etwa größer wird, sondern gleich bleibt. Im gleichen Maße nämlich, in dem man durch Verkürzen der Leitung die Induktivität verringert, verkleinert man auch die Kapazität. Darin liegt ein großer und grundsätzlicher Vorteil, der die Leitungs-Schwingungskreise gerade für kurze Wellen außerordentlich brauchbar macht.

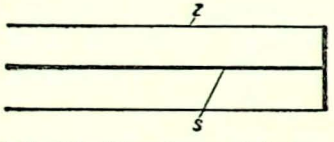


Abb. 320. Eine konzentrische Rohrleitung

Man findet daher in der Dezimeterwellentechnik fast ausschließlich Doppelleitungen oder auch konzentrische Rohrleitungen als Abstimmkreise.

Konzentrische Rohrleitungen sind elektrisch noch besser als Doppel-

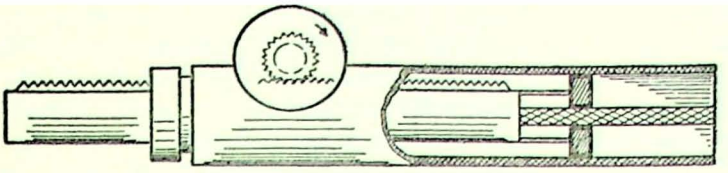


Abb. 321. Aufbau einer abstimmbaren Rohrleitung

leitungen, weil sie überhaupt keine Energie nach außen abstrahlen können. Der eine Leiter besteht nach Abb. 320 aus einem Zylinder Z, in dem sich ein konzentrisch angeordneter Stab S befindet. Der Zylinder bildet für das sich zwischen ihm und dem Stab ausbildende elektrische Feld gewissermaßen eine Abschirmung nach außen, so daß keine Kraftlinien durch Streuung verlorengehen können. Derartige Rohrleitungen sind heute in der Dezimeterwellen-Technik zu einem universell verwendbaren Schaltelement geworden. So sehen wir z. B. in Abb. 321 die Skizze eines bestimmbaren Rohrkreises, dessen effektive Länge mit Hilfe eines Kurzschlußschiebers beliebig eingestellt werden kann. Die Wirkungsweise dieser Anordnung geht aus Abb. 322 hervor. Wir sehen dort wieder den Zylinder und den Stab. Im Inneren des Zylinders befindet sich nun der Kurzschlußschieber, der mit Hilfe eines mechanischen Antriebs nach links oder nach rechts verschoben werden kann und daher ein mehr oder weniger großes Stück der Rohrleitung kurzschließt. In Abb. 322 ist z. B. nur die Länge l elektrisch wirksam.

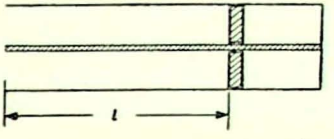


Abb. 322. Zur Wirkungsweise des Kurzschluß-Schiebers

3. Die Zentimeterwellen

Im Bereich der Wellen von 1 bis 10 cm kann man mit gewöhnlichen Rückkopplungsschaltungen zur Erzeugung von Schwingungen überhaupt nicht mehr arbeiten. In Betracht kommen lediglich Magnetrons und Klystrons. Man hat heute Röhren gebaut, mit denen man bei diesen sehr kurzen Wellen noch recht beachtliche Leistungen erzielen kann. Als Schwingungskreise kommen entweder Rohrkreise in der vorhin beschriebenen Form, aber auch sogenannte Hohlrohrleiter in Betracht. Sie bestehen nach Abb. 323 aus einem einfachen zylinderförmigen Topf ohne Innenleiter. Bringt man die elek-

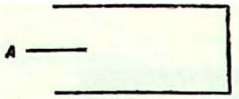


Abb. 323.
Hohlrohrleiter
mit Antenne

trische Energie mit Hilfe einer kleinen Antenne A in das Innere dieses Topfes, so kann man in dem Hohlraum elektrische Schwingungen erregen, deren Form und Ausgestaltung vom Verhältnis zwischen der Wellenlänge und den geometrischen Daten des Topfes abhängen. Diese Erscheinungen sind physikalisch recht verwickelt, so daß wir uns nur mit dem Hinweis auf die Existenz dieser Hohlrohrleiter begnügen wollen. Sie zeichnen sich auf jeden Fall durch vorzügliche elektrische Eigenschaften im Zentimeterwellengebiet aus und werden dort weitgehend verwendet. So kommt es, daß die äußere Form dieser Einrichtungen mit den in der Radiotechnik sonst üblichen Apparaturen nichts mehr gemeinsam hat. Man verwendet die Hohlrohre in der Zentimeterwellentechnik übrigens nicht nur als Schwingungskreise, sondern auch zur Fortleitung der elektromagnetischen Energie.

Die Hohlrohrtechnik ist besonders in den Vereinigten Staaten während des Krieges sehr weit entwickelt worden. Das konnte man in Deutschland an Hand von Beutegeräten sehr genau verfolgen.

Auch auf Zentimeterwellen kann man heute, wie schon erwähnt, erhebliche Hochfrequenzleistungen erzeugen. Die Zentimeterwellen werden bereits eifrig in der Praxis angewendet, sei es für Nachrichtenzwecke oder für die Zwecke der drahtlosen Navigation, die sich in den letzten Jahren ganz besonders stürmisch entwickelt hat.

4. Die Millimeterwellen

Für die Erzeugung von Millimeterwellen reichen im allgemeinen die Magnetrons und Klystrons nicht mehr aus. Man ist auf diesem Wellenbereich wenigstens vorerst noch auf die ältesten, schon von Heinrich Hertz benutzten Einrichtungen angewiesen. Man verwendet Funkenstrecken zur Anregung der Schwingungskreise, die allerdings wesentlich modernisiert worden sind. Im übrigen ist die ganze Entwicklung noch außerordentlich in Fluß, und man kann heute noch nicht absehen, wann sich die Millimeterwellen praktische Anwendungsgebiete erobern werden.

Nach den neuesten Meldungen soll es bereits gelungen sein, mit elektrischen Mitteln den Anschluß an die äußerste Grenze des langwelligen Lichtes zu finden. Damit beherrschen wir tatsächlich das ganze Frequenzspektrum von den Wechselströmen niedrigster Frequenz bis zu den ultraroten Strahlen mit Hilfe von Hochfrequenzsendern geeigneter Bauart.

Das Wichtigste dieses Kapitels

1. Die Entwicklung der Radiotechnik begann bei den kürzesten Wellen und führte über die langen Wellen wieder zu hohen Frequenzen zurück.

2. Ultrakurzwellen lassen sich mit den aus der Rundfunktechnik bekannten Senderschaltungen erzeugen.

3. Die Leistung eines UKW-Senders nimmt mit steigender Frequenz gewöhnlich ab, weil die Außenwiderstände zu klein werden und weil sich die idealen Rückkopplungsbedingungen nicht mehr einhalten lassen.

4. Der Resonanzwiderstand von Schwingungskreisen geht bei sehr kurzen Wellen deshalb zurück, weil das Verhältnis zwischen Schwingkreiskapazität und Schwingkreisinduktivität immer mehr zunimmt.

5. Bei sehr kurzen Wellen tritt zwischen der steuernden Gitterwechselspannung und dem Anodenstrom eine Phasenverschiebung auf, die in der Elektronenlaufzeit begründet ist.

6. Die bei Ultrakurzwellen erreichbaren Verstärkungsziffern sind wesentlich geringer als bei Rundfunkwellen, weil nicht nur die Außenwiderstände, sondern auch die Eingangs- und Ausgangswiderstände der Elektronenröhren sehr schnell fallen.

7. Die kleinen Eingangs- und Ausgangswiderstände der Elektronenröhren bei sehr kurzen Wellen haben ihren Grund in der Elektronenlaufzeit, aber auch in der Wirkung der Induktivität und Kapazität von Leitungsdrähten.

8. Bei Ultrakurzwellen verwendet man fast ausschließlich Superhets für Empfangszwecke, wobei eventuell vorhandene Vorstufen mit Spezialtrioden in Sonderschaltungen arbeiten, die besonders rauscharm sind.

9. Die Mischung macht bei Ultrakurzwellen keine grundsätzlichen Schwierigkeiten. Man verwendet meistens Trioden in Spezialschaltungen.

10. Für die Erzeugung von Dezimeterwellen eignen sich ebenfalls noch normale Rückkopplungsschaltungen. In diesem Wellenbereich spielen jedoch bereits Sonderanordnungen eine große Rolle.

11. Das Magnetron beruht auf der Beeinflussung der Elektronenflugbahn durch Magnetfelder.

12. In einem Magnetron bewegen sich die Elektronen längs einer Kreisbahn. Der Durchmesser dieser Bahn ist um so kleiner, je größer die magnetische Feldstärke und je kleiner die Anodenspannung ist.

13. Die Bremsfeldmethode ist das Gegenstück zum Magnetron. Man arbeitet mit einer Röhre, die keine Anodenspannung, jedoch eine hohe positive Gittervorspannung besitzt.

14. Der Wirkungsgrad eines Magnetrons ist besser als der einer nach der Bremsfeldmethode arbeitenden Einrichtung. Deshalb werden heute fast ausschließlich Magnetrons verwendet.

15. Das Klystron und die Hahn-Metcalf-Röhre unterscheiden sich von den gewöhnlichen Elektronenröhren dadurch, daß nicht die Stärke, sondern die Geschwindigkeit des Elektronenstroms gesteuert wird.

16. Mit dem Klystron erreicht man zur Zeit auf dem Gebiet der kürzesten Wellen die größten Leistungen.

17. Bei Dezimeter- und Zentimeterwellen verwendet man nicht mehr geschlossene Schwingungskreise normaler Bauform, sondern Doppelleitungen oder konzentrische Rohrleitungen.

18. Steht die Länge einer Doppelleitung oder einer Rohrleitung in einem bestimmten Verhältnis zur Wellenlänge, so verhält sich die Leitung wie ein sehr verlustfreier Resonanzkreis.

19. Die Weiterentwicklung der konzentrischen Rohrleitungen sind die Hohlrohrleitungen, die aus einem leeren Zylinder bestehen.

20. Die Millimeterwellen sind praktisch noch nicht anwendbar und bilden zur Zeit nur den Gegenstand von Forschungen.

Vierzehntes Radio-Quiz

1. Die ersten drahtlosen Versuche erfolgten bei Wellenlängen von etwa
   a) 1000 m,
   b) mehreren Zentimetern,
   c) 50 m.
2. Ultrakurzwellensender haben eine kleinere Leistung als Rundfunksender, weil
   a) die hohen Frequenzen bereits vor der eigentlichen Abstrahlung verlorengehen,
   b) die Außenwiderstände zu klein und die Rückkopplungsbedingungen zu ungünstig werden,
   c) die Röhrenkapazitäten zu groß sind.
3. Der Parallelwiderstand eines Schwingungskreises wird um so kleiner, je
   a) größer die Kapazität im Verhältnis zur Induktivität ist,
   b) größer die Induktivität im Verhältnis zur Kapazität wird,
   c) kleiner der Verlustwiderstand ist.
4. Die Eigenfrequenz eines Schwingungskreises läßt sich vor allem vergrößern durch
   a) Verkleinern der Kapazität,
   b) Verkleinern der Induktivität,
   c) Verkleinern der Ohmschen Verluste.
5. Will man eine einwandfrei arbeitende Rückkopplung, so muß man
   a) die Elektronenlaufzeit groß gegenüber der Schwingungsdauer der Hochfrequenz machen,
   b) für eine möglichst kleine Elektronenlaufzeit sorgen,
   c) auf sehr kleine Röhrenkapazitäten achten.
6. Röhren für Ultrakurzwellen müssen
   a) einen möglichst großen Durchgriff haben,
   b) möglichst kleine Elektrodenabstände besitzen,
   c) eine möglichst hohe positive Gittervorspannung aufweisen.
7. Zur Erzeugung von Ultrakurzwellen verwendet man
   a) gewöhnliche Rückkopplungsschaltungen,
   b) Klystrons,
   c) Funkenstreckensender.

8. Die wirksamen Außenwiderstände von Ultrakurzwellenkreisen sind klein, weil
   a) das Verhältnis zwischen Kapazität und Induktivität groß ist,
   b) die Induktivität zu groß ist,
   c) die Verluste zu groß sind.

9. Ultrakurzwellenkreise müssen
   a) eine möglichst kleine Induktivität haben,
   b) möglichst geringe Dämpfungswiderstände aufweisen,
   c) stets künstlich gedämpft werden.

10. Zum Empfang von Ultrakurzwellen verwendet man vor allem
   a) Geradeausschaltungen,
   b) Synchrodynempfänger,
   c) Superhets.

11. Für die Mischung von Ultrakurzwellen benötigt man
   a) Magnetrons,
   b) Bremsfeldanordnungen,
   c) gewöhnliche Mischschaltungen mit Trioden.

12. Im Dezimeterwellengebiet verwendet man zur Schwingungserzeugung hauptsächlich
   a) Rückkopplungsschaltungen,
   b) Magnetrons,
   c) Funkenstreckensender.

13. Ein Magnetron besteht aus
   a) einer positiv vorgespannten Triode,
   b) einem Elektrodensystem in einem starken Magnetfeld,
   c) einem stark gedämpften Schwingungskreis.

14. Für die Bremsfeldanordnung benötigt man
   a) magnetische Felder,
   b) elektrische Felder,
   c) starke Ströme.

15. Im Magnetron erzielt man kleine Elektronenlaufzeiten durch
   a) große Magnet-Feldstärken,
   b) große Anodenspannungen,
   c) große Elektronenwege.

16. Bei sehr kurzen Wellen ergeben sich die besten Wirkungsgrade mit
    a) Rückkopplungsschaltungen,
    b) Magnetrons,
    c) Klystrons.

17. Das Klystron beruht auf
    a) der Geschwindigkeitssteuerung der Elektronen,
    b) der Wirkung eines Magnetfeldes,
    c) einer Röhre mit sehr kleinen Elektrodenabständen.

18. Doppelleitungen und konzentrische Rohrleitungen werden bei Dezimeterwellen als Schwingungskreise verwendet, weil
    a) die Leiterabmessungen sehr kurz gehalten werden,
    b) sich höhere Resonanzwiderstände ergeben,
    c) die Verluste geringer sind.

19. Doppelleitungen und Rohrleitungen sollen
    a) möglichst kurz sein,
    b) möglichst lang sein,
    c) in einem bestimmten Verhältnis zur Wellenlänge stehen.

20. Zur Erzeugung von Millimeterwellen verwendet man
    a) Funkenstrecken,
    b) Klystrons,
    c) Rückkopplungsschaltungen.

15. Kapitel: Sondergebiete der Radiotechnik

Die Bedeutung der Radiotechnik geht weit über den Rahmen ihrer ursprünglichen Aufgabe, gesprochene Nachrichten auf drahtlosem Wege zu übermitteln, hinaus. So bedient sich z. B. die Starkstromtechnik, die elektrische Wärmetechnik, die Technik industrieller Massenfertigungen usw. vieler radiotechnischer Prinzipien, worüber die Bände „Praxis der Elektronik" Näheres bringen. Darüber hinaus haben sich selbständige Sonderzweige entwickelt, von denen das Fernsehen und die Radartechnik die wichtigsten sind. Wir können alle diese Dinge in diesem Kapitel nur ganz kurz streifen und ihre Wirkungsweise andeuten.

1. Die Fernsehtechnik

Das Fernsehen war seit Jahrhunderten ein alter Traum der Menschheit. Wir verdanken es erst der Entwicklung der modernen Technik, daß dieser Wunsch Wirklichkeit werden konnte. An sich ist der Grundgedanke zur prinzipiellen Lösung sehr alt. Bereits gegen Ende des vorigen Jahrhunderts wies ein Erfinder den Weg, der bis zum heutigen Tage — wenn man von wesentlichen technischen Verbesserungen absieht — fast unverändert beibehalten wurde.

Wir müssen uns zunächst darüber klar sein, daß das moderne Fernsehen nur auf Grund einer Unvollkommenheit des menschlichen Auges möglich ist. Könnte unser Auge allen Lichtschwankungen absolut trägheitslos folgen, so wäre ein Fernsehen auf der heutigen Basis ebenso unmöglich wie das uns allen vertraute Kinobild.

Der Grundgedanke ist nicht schwer zu verstehen. Wir wollen annehmen, es soll ein ebenes Bild, z. B. eine Fotografie, „ferngesehen" werden. Wir nehmen nun einen Lichtstrahl und tasten mit ihm das Bild Zeile um Zeile von oben nach unten fortschreitend ab, also genau so wie wir ein Buch lesen. Nun setzt sich bekanntlich jedes Bild aus unzählig vielen dunkleren und helleren Stellen zusammen. Trifft der

Lichtstrahl beim Abtasten auf eine dunkle Bildstelle, so wird von dieser nur wenig Licht reflektiert. Berührt er dagegen einen hellen Bildpunkt, so ergibt sich eine entsprechend stärkere Reflexion. Wir brauchen jetzt nur vor das Bild eine Fotozelle zu stellen, die wir bereits auf Seite 319 in ihrer Wirkungsweise kennengelernt haben. Dann fängt diese Zelle die stärkeren und schwächeren Lichtreflexe auf und setzt sie in elektrische Spannungen um, deren Größe und Form den Lichtschwankungen genau folgt.

Was haben wir nun getan? Wir haben die Gesamtheit des fernzusehenden Bildes in ein zeitliches N a c h e i n a n d e r von dunklen und hellen Punkten, also schwachen und starken Lichtreflexen und damit großen und kleinen Spannungen, zerlegt. Es steht nichts im Wege, die Spannungen der Fotozelle zur Modulation eines gewöhnlichen drahtlosen Senders zu verwenden, dessen Trägerwelle den Inhalt des Bildes auf diese Weise blitzschnell in die Ferne überträgt. Wir können an jedem beliebigen Ort die Sendung mit entsprechenden Empfängern aufnehmen, in schon bekannter Weise verstärken und die Spannungsschwankungen durch Demodulation vom Träger ablösen. Dann haben wir am Empfangsort dasselbe Spannungsgemisch, wie es senderseitig am Ausgang der Fotozelle zur Verfügung steht.

Nun kommt der nächste Schritt, nämlich die Verwandlung der elektrischen Spannungen in ein dem Auge wieder zugängliches Bild. Auch das ist nicht schwer. Wir verwenden wie beim Tonfilm eine Lichtquelle, deren Stärke durch die schwankende Spannung beeinflußt werden kann. Den in seiner Stärke veränderlichen Strahl dieser Lichtquelle führen wir nun mit derselben Geschwindigkeit wie am Sender Zeile um Zeile über ein weißes Papier. Dann wird immer an den Stellen, die den dunklen Bildpunkten des Originalbildes entsprechen, der gesteuerte Lichtstrahl schwach sein, während er dort, wo sich helle Punkte des Originalbildes befinden, mit voller Stärke auftritt. Der schreibende und gesteuerte Lichtstrahl zeichnet daher auf der weißen Papierfläche absolut naturgetreu das senderseitig abgetastete Bild.

Wäre nun unser Auge vollkommen trägheitslos, so würde es nichts anderes als einen zeilenförmig hin- und herhuschenden Lichtpunkt sehen, der einmal hell und dann wieder dunkel ist. Geht jedoch die Abtastung genügend schnell vor sich, so nimmt unser Auge diese einzelnen Lichteinwirkungen nicht

mehr zur Kenntnis. Es behält gewissermaßen die Helligkeit des ersten Bildpunktes in der linken oberen Ecke des Bildes noch in Erinnerung, wenn der Strahl schon längst an der unteren rechten Ecke des Bildes angekommen ist. Demnach empfindet unser Auge letzten Endes die S u m m e sämtlicher Bildpunkte verschiedener Helligkeit als geschlossenes Ganzes. Diese Summe jedoch ist das eigentliche Fernsehbild.

Wir sehen — das Prinzip der Bildabtastung und Bildzusammensetzung ist ebenso einfach wie genial. Leider standen jahrzehntelang nicht die technischen Mittel zur Verfügung, um den Grundgedanken des Fernsehens in befriedigender Form zu verwirklichen. Um nämlich unser Auge zu betrügen, muß man fordern, daß ein einziges Fernsehbild in der kurzen Zeit von etwa $^1/_{25}$ Sekunde abgetastet bzw. niedergeschrieben wird. Nur dann stellt es sich unserem Auge als geschlossenes Ganzes dar. Um nun alle Feinheiten und Einzelheiten des Bildes zu erfassen, muß der Lichtstrahl in möglichst eng aufeinanderfolgenden Zeilen über das Bild hinwegstreichen. Moderne Fernseheinrichtungen zerlegen das Bild in ungefähr 600 Zeilen, die in einer Zeit von $^1/_{25}$ Sekunde durchlaufen werden wollen. Demnach steht für eine einzige Zeile nur eine Zeit von $^1/_{15000}$ Sekunde zur Verfügung. Wenn man nun rechnet, daß der schreibende Strahl auf einer Zeile bis zu 300 einzelner Bildpunkte unterscheiden kann, so trifft auf einen einzigen Bildpunkt die unwahrscheinlich kurze Zeit von $^1/_{4500000}$ Sekunde. Der Strahl verweilt also auf einem einzigen Bildpunkt nicht länger als den dritten Teil einer Milliontel Sekunde! Es ist verständlich, daß die Verwirklichung solcher Forderungen nur mit den modernsten Hilfsmitteln der Technik möglich ist. Man bedient sich daher heute zum Abtasten und zur Aufzeichnung von Fernsehbildern Einrichtungen, die mit fast trägheitslosen Elektronenstrahlen arbeiten. Mechanische Einrichtungen, wie sie in den Anfangsjahren des Fernsehens verwendet wurden, kommen heute nicht mehr in Betracht. Die älteste dieser Vorrichtungen war die sogenannte Nipkowscheibe, die aus einer kreisrunden Blechscheibe bestand, auf deren Fläche längs einer Spirale Löcher eingestanzt waren. Läßt man die Scheibe rotieren und stellt vor der einen Seite eine Lichtquelle auf, so fällt durch die kleinen Löcher ein Lichtstrahl, der auf der anderen Seite eine zeilenförmige Abtastung beschreibt. Auf der Empfangsseite kann man von

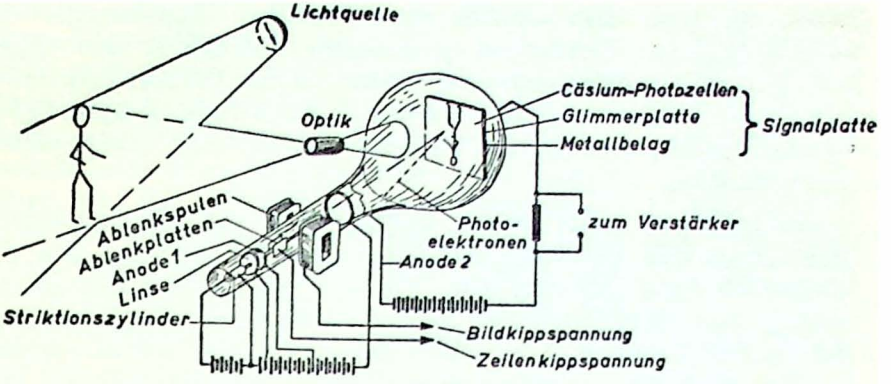


Abb. 324. Fernsehabtastung mit Ikonoskop

der gleichen Einrichtung Gebrauch machen, wenn man eine helligkeitsgesteuerte Lichtquelle vorsieht.

Wir wollen zunächst kurz das Prinzip der modernen Fernsehabtastung an Hand der Abb. 324 beschreiben. Das kleine Männchen soll den fernzusehenden Gegenstand darstellen. Es wird von einer Lichtquelle beleuchtet, und mit Hilfe einer Optik wird das Bild des Männchens in das Innere des sogenannten Ikonoskops projiziert. Das Ikonoskop besteht aus einer luftleeren Glaskugel, in deren Innerem sich eine mit unzählig vielen Fotozellen versehene Platte befindet. Auf dieser Platte erscheint die optische Projektion des Fernsehbildes. Die dunklen Stellen rufen eine starke, die hellen Stellen dagegen eine schwache Belichtung der jeweiligen Fotozelle hervor. Die winzigen Fotozellen bilden mit einem Metallbelag, der von der Fotozellenplatte durch eine Glimmerschicht isoliert ist, jeweils einen kleinen Kondensator. Eine hell beleuchtete Fotozelle ruft eine starke Kondensatorladung, eine weniger stark beleuchtete Zelle dagegen eine entsprechend schwächere Kondensatorladung hervor. Man erzeugt nun ebenso wie in einer Elektronenröhre ein dünnes Bündel von Elektronenstrahlen, das sich durch entsprechende Einrichtungen, die man Kippgeräte nennt, zeilenförmig über die Fotozellenplatte bewegen läßt. Da die Elektronen praktisch trägheitslos sind, wird das Bild in engen Zeilen innerhalb von etwa $^1/_{25}$ Sekunde abgetastet. Wenn der Strahl eine Fotozelle trifft, bringt er den zugehörigen winzigen Kondensator zur Entladung. Der Entladestromstoß fließt nun in einem außen angeschlossenen Stromkreis über einen Wider-

stand, an dem nun zeitlich nacheinander Spannungsstöße auftreten, deren Größe der jeweiligen Helligkeit des abgetasteten Bildpunktes entspricht. Auf diese Weise gewinnen wir eine außerordentlich exakte und völlig trägheitslose Zerlegung des auf die Fotozellenplatte optisch projizierten Fernsehbildes.

Es gibt noch viele andere Bildzerleger auf elektronischer Basis, z. B. das Rieselikonoskop, das Superikonoskop, das Vidicon, das Superorthikon usw., die wir hier jedoch übergehen wollen. Das beim Ikonoskop beschriebene grundsätzliche Verfahren kehrt auch hier in etwas abgewandelter Form wieder.

Der modernste elektronische Bildzusammensetzer ist die Braunsche Röhre, von der bereits auf Seite 317 ganz kurz die Rede war. Eine Braunsche Röhre besteht nach Abb. 325 aus einem Glasgefäß G, in dessen Innerem wir zunächst wie bei einer gewöhnlichen Elektronenröhre einen Heizfaden H, ein Steuergitter S und eine Anode A finden. Außerdem ist noch eine sogenannte Linse L vorhanden, die den aus dem Heizfaden tretenden Elektronenstrahl sehr scharf bündelt. Man spricht daher auch von einer Elektronenoptik. Die Anode ist in Form einer runden, in der Mitte durchbohrten Scheibe ausgeführt. Die verwendeten Anodenspannungen sind so groß, daß der Elektronenstrahl außerordentlich beschleunigt wird. Die einzelnen Elektronen fliegen mit großer Geschwindigkeit durch das in der Anode befindliche Loch und treffen schließlich auf einen Leuchtschirm L, der aus einem fein verteilten chemischen Stoff besteht. Diese Substanz hat die Eigenschaft, unter dem Einfluß der auf sie treffenden Elektronen mehr oder weniger hell aufleuchten. In Abb. 1 und 2, Tafel XI, sehen wir zwei moderne Ansichten von Kathodenstrahlröhren. Man kann nun mit Hilfe von Kippströmen, die durch die „Ablenkspulen" L_1 und L_2 hindurchfließen, den Elektronenstrahl dazu veranlassen, auf dem Leuchtschirm ein Zeilenraster nach Abb. 326 zu beschreiben. Wie das im einzelnen möglich ist, wollen wir hier übergehen. Auf jeden Fall läßt sich die Geschwindigkeit des Strahles mit Hilfe besonderer Mittel ohne weiteres genau mit dem abtastenden Elektronenstrahl des senderseitigen Ikonoskops in Gleichlauf

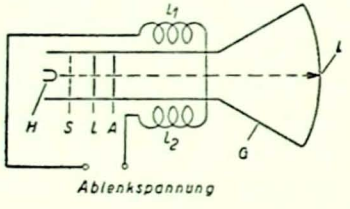


Abb. 325. Anordnung einer Braunschen Röhre

bringen. Das Steuergitter im Innern der Braunschen Röhre wirkt nun genauso wie das Steuergitter in einer gewöhnlichen Radioröhre, d. h. man kann mit ihm die Stärke des Elektronenstrahls vollkommen trägheitslos beeinflussen. Man braucht daher dem Steuergitter nur die demodulierten Spannungsimpulse des Empfangsgerätes zuzuführen und erhält damit eine außerordentlich trägheitslos steuerbare Lichtquelle, die das Fernsehbild rasterförmig auf den Leuchtschirm der Braunschen Röhre schreibt.

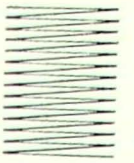


Abb. 326. Schema des Zeilenrasters auf dem Leuchtschirm einer Braunschen Röhre

In Wirklichkeit sind die geschilderten Vorrichtungen natürlich wesentlich komplizierter, da allein zur Erzeugung eines einwandfreien Gleichlaufs zwischen Sender und Empfänger und zur Herstellung der rasterförmigen Ablenkspannungen für die Braunsche Röhre und das Ikonoskop recht umständliche Schaltungen erforderlich sind. Darüber wollen wir an dieser Stelle nicht sprechen, sondern uns nur an Hand der Abb. 327 noch einmal einen Überblick über die grundsätzliche Wirkungsweise einer modernen Fernseheinrichtung verschaffen.

Wir sehen links das Ikonoskop angedeutet, das zusammen mit dem Ablenkgenerator zur Zerlegung des Fernsehbildes und zur Umwandlung der Helligkeitsschwankungen in Spannungsschwankungen dient. An Stelle des Ikonoskops sind auch andere Abtaster möglich. Die Spannungsschwankungen steuern nach einer Verstärkung den Fernsehsender, der die modulierte Trägerwelle ausstrahlt. Sie wird am Empfangsort von dem eigentlichen Fernsehempfänger aufgenommen. Die demodulierten Spannungsschwankungen dienen nach ausreichender Verstärkung zur Steuerung der Braunschen Röhre, die in Verbindung mit einem zweiten Ablenkgenerator ein leuchtendes Fernsehbild erzeugt. Es sei noch erwähnt,

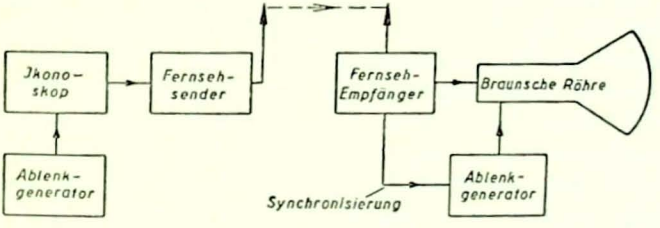


Abb. 327. Blockschaltung einer Fernsehanlage

daß der genaue Gleichlauf zwischen senderseitiger und empfängerseitiger Abtastung mit Hilfe besonderer Signale vorgenommen wird, die der Trägerwelle senderseitig aufmoduliert werden. Empfängerseitig beeinflussen diese Signale den Ablenkgenerator und zwingen ihn dazu, genau mit derselben Geschwindigkeit und in demselben Rhythmus zu arbeiten, wie das der senderseitige Generator vorschreibt.

Die auftretenden kurzen Zeiten bedeuten letzten Endes ein sehr breites Frequenzband, wie es der Rundfunkbereich niemals kennt. Das moderne Fernsehen läßt sich daher nur unter Zuhilfenahme ultrakurzer Wellen durchführen. Das inzwischen in Deutschland wieder aufgebaute Fernsehnetz verfügt über viele Sender, die untereinander durch „Dezimeter-Richtfunkstrecken" (s. Abb. 1, Tafel XII) verbunden sind. Längs diesen „Hertzschen Kabeln" wird die Sendung von Station zu Station weitergelenkt. Es sind heute schon Fernsehempfänger zu einem Preis auf dem Markt, der unter DM 1000.— liegt; trotzdem führt sich das Fernsehen aus mancherlei Gründen nur relativ langsam ein. In den Büchern „Fernsehen für Alle", „Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangstechnik" und „Fernseh-Experimentier-Praxis" finden sich alle näheren Angaben.

2. Die drahtlose Navigation

Die klassischen Navigationsmethoden, seit Jahrhunderten wohlbekannt, sind nur beschränkt brauchbar. Beispielsweise kann der Kompaß, ein uraltes Hilfsmittel der Seefahrer und Forscher, unter dem Einfluß fremder Magnetfelder trügerische und gefährliche Mißweisungen zeigen. Ist weiterhin der Himmel bedeckt, so fehlt dem Seefahrer die Sicht zu den Sternen, die auf hoher See mitunter das einzige Orientierungsmittel darstellen.

Der modernen Radiotechnik blieb es vorbehalten, hier Wandel zu schaffen. Das älteste Verfahren der drahtlosen Navigation ist die Peilung, die schon im Verlauf des ersten Weltkrieges zur Anwendung gelangte. Man bedient sich zu diesem Zweck der sogenannten Rahmenantenne, die nichts anderes als eine Spule mit sehr großem Durchmesser ist. Stellt man eine solche Rahmenantenne in das elektromagnetische Feld eines Senders, so tritt an ihren Enden nur dann eine Spannung auf, wenn die Kante des Rahmens in Richtung des Senders weist. Dreht man die Antenne um ihre Achse,

so wird die Spannung immer kleiner und schließlich Null, wenn die Richtung der Längsachse des Rahmens mit der Verbindungslinie zwischen Sender und Empfänger einen rechten Winkel bildet. Es ist verständlich, daß man auf Grund dieses Effektes die Richtung des Senders ermitteln kann. Man braucht die Rahmenantenne nur so zu drehen, daß sich maximaler bzw. minimaler Empfang ergibt. Unter Zuhilfenahme einer Karte läßt sich dann die Richtung des Senders bzw. seine geographische Lage bestimmen.

Die auf dieser Erscheinung beruhende Peiltechnik wurde im Laufe der Jahre außerordentlich verbessert und spielt heute sowohl zu Wasser als auch in der Luft eine bedeutende Rolle. Man hat besondere Einrichtungen und Empfänger geschaffen, die geeignet sind, störende Einflüsse auszuschalten. Die Ionosphäre macht nämlich in vielen Fällen eine genaue Peilung unmöglich, weil die ankommenden Signale nicht nur unmittelbar vom Sender, sondern auch über den Umweg der Ionosphäre als reflektierte Zeichen zur Rahmenantenne gelangen. Die Rahmenantenne weiß dann gewissermaßen nicht recht, auf welche Signale sie nun reagieren soll. Das führt zu Fehlanzeigen und damit zu navigatorischen Irrtümern, die unter Umständen verhängnisvolle Folgen haben können. Man hat aber auch hier geistreiche Verfahren ersonnen, die meist auf der genannten Unterscheidung zwischen Boden- und Raumwelle beruhen.

Gänzlich neuartige navigatorische Verfahren bescherte uns die sogenannte Impulstechnik, die sich aus den Fortschritten der Fernsehtechnik entwickelt hat. Wir hörten im letzten Abschnitt, daß es sich beim Fernsehen um die Verarbeitung sehr kurzzeitiger Spannungsstöße handelt. Die Erzeugung, Verstärkung und Wiedergabe solcher „Impulse" bereitete große Schwierigkeiten und führte zur Entwicklung einer neuartigen und recht interessanten Technik, die sich ausschließlich mit den Fragen der Verarbeitung solcher kurzen Impulse befaßt. Darüber ist Näheres in Band I des Werkes „Elektronik in Selbstbau und Versuch" enthalten. Schickt man einen Spannungsstoß in eine lange und am Ende kurzgeschlossene Leitung, so wandert der Impuls in die Leitung hinein, wird am kurzgeschlossenen Ende reflektiert und kommt nach einiger Zeit aus dem Anfang der Leitung wieder heraus. Für seinen Weg braucht er eine bestimmte Zeit, weil er sich im besten Fall — nämlich dann, wenn kein Eisendraht und lediglich Luft als

Isolation verwendet wird — mit Lichtgeschwindigkeit in der Leitung fortpflanzt. Hat die Leitung z. B. eine Länge von 300 m, so braucht der Impuls eine Zeit von $^{5}/_{100\,000}$ Sekunden, um vom Anfang bis zum Ende der Leitung und wieder zurückzulaufen. Es kann nun z. B. sein, daß man die Länge eines auf einer Trommel aufgewickelten Kabels bestimmen will. Zu diesem Zweck braucht man nur einen elektrischen Impuls in das Kabel zu schicken und die Zeit zu messen, die vergeht, bis der Impuls wieder am Anfang der Leitung erscheint. Aus dieser Zeit und der Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Impulses läßt sich dann die Kabellänge berechnen, ohne daß man das Kabel von der Trommel entfernen müßte.

Auf dieser einfachen Überlegung beruht die drahtlose Impulsnavigation. Man braucht nur einen Sender mit kurzzeitigen Impulsen zu modulieren und die Trägerwelle in den Raum auszustrahlen. Fällt sie dabei auf irgendein festes Hindernis, so wird sie reflektiert und gelangt zur Antenne eines Empfängers, der sich dicht neben dem Sender befinden kann. Mißt man nun die Zeit zwischen der Aussendung des Impulses und dessen Eintreffen am Empfänger, so kann man die Entfernung zwischen Sender und dem reflektierenden Hindernis genau bestimmen.

Daß in dieser einfachen Tatsache außerordentlich wichtige praktische Anwendungen begründet sind, liegt auf der Hand. Denken wir z. B. an ein Flugzeug, das bei unsichtigem Wetter landen will. Es muß zu diesem Zweck zunächst über einen sehr genau arbeitenden Höhenmesser verfügen, den es an sich in Form der barometrischen Geräte seit langem gibt. Solch ein Höhenmesser reagiert jedoch auch auf meteorologisch bedingte Luftdruckschwankungen, die eine klare Anzeige der Höhe verfälschen können. Außerdem ist die Meßgenauigkeit nicht so groß, daß man Höhenunterschiede von wenigen Metern, auf die es bei der Landung des Flugzeuges entscheidend ankommt, ablesen kann. Sehr wichtig ist ferner, daß der gewöhnliche Höhenmesser auf einzelne Hindernisse, z. B. Kirchtürme, Schornsteine usw. überhaupt nicht anspricht. Der nach dem Impulsverfahren arbeitende elektrische Höhenmesser hingegen gibt dem Piloten sofort ein Warnungssignal, wenn sich das Flugzeug einem solchen Hindernis bedenklich nähert. Die elektrische Welle ist ja außerordentlich trägheitslos und hat eine so kurze Laufzeit, daß ein Hindernis sofort bemerkt werden kann. Wichtig ist weiterhin, daß die draht-

losen Wellen durch unsichtiges Wetter und Nebel in keiner Weise behindert werden.

Die Abstandsbestimmung nach dem Impulsverfahren ist weiterhin bedeutsam, wenn man vom Boden aus die Lage und die Entfernung eines in der Luft befindlichen Flugzeuges ermitteln will. Man braucht dann lediglich einen mit Impulsen modulierten Strahl kräftig zu bündeln und mit ihm den in Betracht kommenden Luftraum abzutasten. Trifft die Welle auf ein Flugzeug, so wird sie reflektiert und vom Bodenempfänger aufgenommen. Aus der Zeitdifferenz zwischen dem Senderimpuls und dem reflektierten Impuls kann man nun die genaue Entfernung zwischen Bodenstation und Flugzeug ermitteln. Wendet man gleichzeitig gewisse Peilverfahren an, so läßt sich auch die räumliche Lage des Flugzeuges genau bestimmen. Alle diese Verfahren wurden insbesondere während des zweiten Weltkrieges außerordentlich weit entwickelt und waren in Deutschland unter dem Sammelbegriff „Funkmeßtechnik", im englisch sprechenden Ausland unter der Bezeichnung „Radar" bekannt. Sie gestatteten dem Angreifer einerseits eine mühelose Navigation bei unsichtigem Wetter und bei Nacht, während der Angegriffene die Möglichkeit hatte, Zahl und Lage der gegnerischen Flugzeuge vom Boden aus zu ermitteln, um danach der Flakabwehr entsprechende Weisungen zu erteilen. Allerdings machte der Angreifer dem Angegriffenen sehr bald einen Strich durch die Rechnung, indem er zahllose Stanniolstreifen mitführte und im Zielraum zum Abwurf brachte. Diese Stanniolstreifen reflektierten nun die elektrischen Wellen der Bodengeräte genau so wie die Flugzeuge, so daß das Bedienungspersonal der Bodenmeßgeräte nicht mehr wußte, was Flugzeuge und was Stanniolstreifen waren. Infolgedessen war ein zielsicherer Beschuß nicht mehr möglich.

Die Entwicklung der drahtlosen Navigation ging jedoch noch weiter. So sandte man z. B. sogenannte Leitstrahlen aus, die in einer bestimmten Flugbahn ganz genau vorausberechnete elektrische Feldstärken erzeugten. Längs dieser Leitstrahlen flogen nun die Flugzeuge ihr Ziel mit großer Genauigkeit bei unsichtigem Wetter an. Den Engländern gelang es z. B. mit wenigen an der englischen Ostküste befindlichen Spezialstationen, ganz Deutschland mit einem dichten Netz dieser Leitstrahlen zu überziehen. Sie waren daher imstande, jeden gewünschten Punkt in Deutschland mit großer Ge-

nauigkeit unter beliebigen Wetterbedingungen anzufliegen. Heute werden diese Systeme auch von deutscher Seite, jedoch unter ausländischer Regie („Decca") für zivile Zwecke verwendet.

Die letzte Entwicklung war eine Kombination zwischen Fernsehen und Impulstechnik. Man verwendete scharf gebündelte Zentimeterwellen und tastete mit diesen vom Flugzeug aus den überflogenen Untergrund spiralförmig ab. Je nach der Reflexionsfähigkeit des Untergrundes gelangte ein mehr oder weniger großer Teil der elektromagnetischen Energie wieder zum Flugzeug zurück und wurde an Bord der Maschine zur Steuerung einer Braunschen Röhre verwendet, die nach dem Prinzip der Bildabtastung bzw. Bildzerlegung arbeitete und ein wenn auch sehr grobes Abbild des Untergrundes lieferte. Dieses Verfahren hat wohl erstmalig das unmittelbare „In-die-Ferne-Sehen" ermöglicht. Die dabei erzielten Bilder entsprechen nicht dem, was das Auge unmittelbar sieht, sondern stellen ein Abbild der elektrischen Beschaffenheit des Untergrundes dar. Immerhin konnte man auf dem Leuchtschirm der Navigationsgeräte deutlich unterscheiden, ob sich das Flugzeug über Wasser, über Land oder über großen Städten befand. Die Amerikaner und Engländer hatten das Verfahren zum Schluß des Krieges so weit durchgebildet, daß es ihnen genaue Bombenzielwürfe auf Großstadtteile erlaubte. Das Wetter spielte dabei natürlich nicht die geringste Rolle. Im allgemeinen flogen die Flugzeuge hoch über den Wolken und führten von dort durch die Wolkendecke genaue Zielangriffe auf bestimmte, oft verhältnismäßig kleine Objekte durch.

Wir wollen auf die Wirkungsweise der verwendeten Navigationsgeräte im einzelnen nicht eingehen, sondern es mit der Andeutung der grundsätzlichen Verfahren bewenden lassen. Es soll nur darauf hingewiesen werden, daß man sämtliche Hilfsmittel der modernen drahtlosen Navigation nicht nur für kriegerische, sondern auch für friedliche Zwecke einsetzen kann. So läßt sich z. B. die Sicherheit eines modernen dichten Flugverkehrs mit Hilfe der Impulstechnik außerordentlich erhöhen. Ferner werden Blindlandungen wesentlich gefahrloser und sicherer durchgeführt, wenn man die Methoden der drahtlosen Navigation für diese Zwecke heranzieht. Leider werden diese nutzbringenden Eigenschaften heute im Rahmen des allgemeinen Säbelrasselns leicht übersehen.

3. Sonstige Sondergebiete der Radiotechnik

Wir erwähnten schon auf S. 426, daß sich die Radiotechnik immer neue Anwendungsgebiete erobert hat. Wir wollen nur die in den beiden Bänden „Elektronik" genau besprochenen Methoden in Kürze erwähnen.

In der Starkstromtechnik muß man oft größere Maschinen oder ganze Anlagen aus der Ferne bedienen und regeln. Die feinfühlige Elektronenröhre ist dafür bestens geeignet. Wenn man sie als trägheitsloses Relais verwendet, kann man riesige Leistungen mit schwachen Strömen ein- und ausschalten. Auch die drahtlose Fernüberwachung gehört hierher. Ein besonderes Anwendungsgebiet findet die Elektronenröhre in der Regeltechnik elektrischer Maschinen, wo es z. B. oft darauf ankommt, daß auftretende Spannungsschwankungen selbsttätig ausgeglichen werden.

Die Elektromedizin ist ein besonders interessantes Beispiel für die zahlreichen Anwendungen radiotechnischer Vorgänge. Hierher gehört zunächst eines der ältesten therapeutischen Verfahren, die Faradisation. Ursprünglich erzeugte man die Spannungsspitzen, die bei der Faradisation dem menschlichen Körper zugeführt werden und dort bestimmte Heilwirkungen auslösen, mit Hilfe elektromechanischer Einrichtungen (Unterbrecher). Inzwischen hat man erkannt, daß die Kurvenform dieser Spannungsimpulse von großem Einfluß auf die jeweilige Heilwirkung ist. Leider lassen aber die gewöhnlichen Unterbrecher nur die Erzeugung von Spannungen ganz bestimmter Kurvenform zu, so daß man diesbezüglich keine Auswahl hat. Mit Hilfe von Röhrenschaltungen kann man jedoch ganz beliebige Kurven einstellen, wodurch dem Arzt eine weitgehende Anpassung seiner Behandlung ermöglicht wird. Man braucht nur an die Übersteuerungseffekte von Röhren zu denken, mit denen sich Kurven, von der Sinusform angefangen bis zur Rechteckform und Impulsform, erzeugen lassen. Ein weiterer wichtiger Vorteil ist in der leicht veränderbaren Frequenz und Spannung zu sehen.

Die eigentliche Hochfrequenztechnik kommt bei den Mikrowellen-Diathermieapparaten zur Anwendung. Es handelt sich dabei um selbsterregte Sender größerer Leistung (meist von einigen hundert Watt), die eine Welle von wenigen cm Länge erzeugen. Im Gegensatz zu einer verbreiteten Auffassung spielt nicht die Elektrizität bei der Heilwirkung die-

ser Geräte eine Rolle, sondern lediglich die durch sie hervorgerufene Wärme im Inneren des Körpers. Man kann nämlich bei Mikrowellen die elektrische Energie und damit die Wärme ohne nennenswerte Belastung der Hautoberfläche unmittelbar in das Körperinnere konzentrieren und dort solche Temperaturen erzeugen, wie es mit Hilfe normaler Wärmemittel ohne Hautverbrennungen überhaupt nicht möglich ist.

Eines der neuesten elektromedizinischen Anwendungsgebiete ist die Hochfrequenzchirurgie. Das allgemein übliche Vorgehen mit Operationsmessern verursacht bekanntlich mitunter starke Blutungen. Wenn man dagegen an ein relativ stumpfes Instrument eine Hochfrequenzspannung legt und dieses Instrument dann in geeigneter Form über die zu behandelnde Stelle führt, so kann man „Hochfrequenzschnitte" erzeugen, die wenig bluten und daher für den Patienten und den Arzt vorteilhafter sind. Insbesondere sind Lungenoperationen auf diese Weise wesentlich erleichtert worden.

Eine weitere bedeutende Anwendung haben vor allem die Elektronenröhrenverstärker gefunden, und zwar auf dem Gebiet der Kardiographie und Encephalographie. Bekanntlich erzeugt das tierische Herz bei seiner Arbeit elektrische Spannungsimpulse (sog. Aktionsspannungen), die an den Körperextremitäten abgenommen werden können und in der Größenordnung von etwa 1 Millivolt liegen. Das hat man schon recht frühzeitig gewußt, verfügte jedoch lange Zeit nicht über die Mittel einer bequemen Auswertung dieser Impulse für diagnostische Zwecke. Die Entwicklung der modernen Verstärkertechnik hat hier gründlich Wandel geschaffen. Es ist heute ohne weiteres möglich, die Herzaktionsspannungen auf beliebig große Werte heraufzusetzen, die dann in graphischer Form entweder auf Fotopapier oder — wie das bei verschiedenen Geräten der Fall ist — unmittelbar durch ein Einbrennverfahren wiedergegeben werden können. Auch das Gehirn erzeugt Aktionsströme, die allerdings wesentlich kleiner als die Herzaktionsströme sind. Man hat aber heute Verstärker zur Verfügung, die auch die Untersuchung dieser Größen für diagnostische Zwecke gestatten. Allerdings muß man bedenken, daß sowohl die Herz- als auch die Gehirnfrequenzen äußerst gering sind und weit unter 1 Hz liegen können. Deshalb müssen die Verstärker auch noch sehr kleine Frequenzen übertragen. Man verwendet meist kapazitätsgekoppelte Verstärker mit großen Koppelkondensatoren, teilweise auch

Gleichspannungsverstärker. Es gibt noch zahlreiche weitere Anwendungen der Hochfrequenztechnik in der Medizin, die wir hier übergehen wollen.

Ganz besonders wichtig ist die Hochfrequenzheizung geworden, ein Verfahren, bei dem man mit Hilfe hochfrequenter Felder so hohe Temperaturen erzeugt, daß man Metalle und sonstige Stoffe schmelzen kann. Auch in der Vakuumtechnik macht man hiervon Gebrauch. Die Heizung mit hochfrequenten Feldern hat den Vorteil großer Sauberkeit, denn es kommen Rußbildungen und sonstige Verschmutzungen durch die Brennstoffe in Fortfall.

Die Geologie hat aus der Radiotechnik ebenfalls Nutzen gezogen. Die meisten diesbezüglichen Verfahren beruhen darauf, daß man einen hochfrequenten Wellenzug in den zu untersuchenden Untergrund bzw. in die betreffenden Gesteinsmassen sendet. Ein vom Sender entfernter Empfänger nimmt die Energie auf. Aus der Schwächung, die die Welle auf ihrem Weg bis dahin erleidet, kann man nunmehr Rückschlüsse auf die Beschaffenheit des geologischen Untergrundes ziehen. Man hat auch Verfahren erdacht, die die Reflexion, Beugung und Brechung der elektrischen Welle in den Gesteinsmassen auszuwerten gestatten. Man weiß einerseits, daß Dielektrizitätskonstante und Leitfähigkeit der Bodenschichten von großem Einfluß auf den räumlichen Verlauf der Wellen sind; anderseits gehören zu einer bestimmten geologischen Beschaffenheit ganz bestimmte Wertepaare dieser Größen. Durch Kombination beider Tatsachen sind nunmehr geologische Prognosen aller Art möglich. Auch unterirdische Hohlräume, Wasser- und Erzadern usw. lassen sich auf diese Weise entdecken, ohne daß deshalb langwierige Schürfarbeiten erforderlich werden. Das Echolotverfahren, das im wesentlichen auf der Impulstechnik beruht, findet übrigens ebenfalls schon seit einiger Zeit in der Geologie Anwendung.

Daß sich die Meteorologie der Radiotechnik in großem Maße bedient, dürfte allgemein bekannt sein. In der Tagespresse ist oft von den sog. Radiosonden die Rede. Das sind kleine Sender, die zusammen mit meteorologischen Meßinstrumenten in die Gondel eines kleinen Ballons gebracht werden, der dann in große Höhen aufsteigt. Die dort gegebenen atmosphärischen Verhältnisse werden von den Instrumenten meßtechnisch erfaßt. Die so ermittelten Ergebnisse werden radiotelegrafisch an einen Bodenempfänger weitergegeben.

Darüber hinaus dient das Echolotverfahren der Erforschung der Vorgänge in der Ionosphäre, also derjenigen Schicht, die oberhalb der Atmosphäre liegt und besondere elektrische Eigenschaften, vor allem eine erhebliche Reflexionsfähigkeit, aufweist. Man bedient sich kleiner Impuls-Radiosender; die Impulse gelangen zu den reflektierenden Schichten der Ionosphäre, werden von dort zurückgeworfen und gelangen nun zu einem am Erdboden befindlichen Empfänger, der sie registriert. Aus der Zeitdifferenz kann man genau die Höhe der getroffenen Schicht berechnen. Solche Messungen sind natürlich wichtig, um Aufschlüsse über die Beschaffenheit der Ionosphäre zu erhalten. Auch kann man aus der Stärke der Reflexion, aus eventuellen Schwankungen usw. auf bestimmte Eigenschaften schließen.

Eine ganz besondere Anwendung hat das Echolotverfahren in der Astronomie gefunden. Man kann heute derart starke Sender bauen, daß die Hochfrequenzimpulse bis zu fremden Gestirnen gelangen, dort reflektiert werden und mit noch meßbarer Energie auf den Erdboden zurückkommen. Bekannt sind die wohl erstmalig in Amerika durchgeführten Rückstrahlversuche mit dem Mond. Wir haben weiterhin heute schon so empfindliche Empfänger, daß wir auch Strahlungen messen können, die unmittelbar von weit entfernten Sternen ausgesandt werden. So hat man vor nicht allzu langer Zeit kurzwellige Strahlen von der Sonne und anderen Sternen, vorzugsweise von den Sternenhaufen der Milchstraße, nachweisen können. Da die verschiedensten Frequenzen beteiligt sind, hört man im Lautsprecher beim Empfang nur ein leises Geräusch, das als kosmisches oder galaktisches Rauschen bezeichnet wird. Eine jetzt in Deutschland errichtete „Radio-Sternwarte“ untersucht die Erscheinungen mit den modernsten Mitteln.

Die sog. Elektronenoptik, die sich mit den für freifliegende Elektronen gültigen Gesetzen befaßt, hat uns viele neue Errungenschaften beschert. Eine der wichtigsten ist das Elektronenmikroskop, das eine wesentlich stärkere Vergrößerung als das Lichtmikroskop zuläßt. Man kann heute mit Elektronenmikroskopen noch solche Lebewesen sichtbar machen, die sich auch dem schärfsten Lichtmikroskop entziehen. Das sind vor allem die sog. Viren. Sie sind noch kleiner als die Bakterien; manche von ihnen erregen gefährliche Krankheiten, deren Wesen man jetzt, nach der Entdeckung des be-

treffenden Virus, mit dem Elektronenmikroskop besser studieren kann. Auch die vorzügliche Ausgestaltung moderner Röntgenröhren, Fernsehröhren und ähnlicher Vakuumeinrichtungen verdanken wir der Elektronenoptik.

Daß die Atomforschung von der Radiotechnik Gebrauch macht, ist selbstverständlich. Schon zur Erzeugung schneller Teilchen braucht man Geräte, die mit den Sendern für Höchstfrequenzen eng verwandt sind. Geiger-Müller-Zählrohre sind meßtechnische Hilfsmittel, über die sehr gründlich in dem Buch „Atomstrahlen/Geigerzähler" vom gleichen Verfasser im gleichen Verlag berichtet wird (s. Abb. 3, Tafel VIII).

Die Ultraschalltechnik konnte in den letzten Jahrzehnten nur deshalb große praktische Bedeutung erlangen, weil man lediglich mit Elektronenröhren Ultraschall von nennenswerter Energie erzeugen kann. Unter Ultraschall versteht man alle mechanischen Schwingungen oberhalb der Hörbarkeitsgrenze, also Schwingungen mit Frequenzen über etwa 15 000 Hertz. Sie lassen sich zu einem außerordentlich scharfen Strahl bündeln, in dem viel Energie steckt und der daher zu entsprechenden Wirkungen fähig ist. So kann man mit Ultraschall kleine Lebewesen töten, Milch zum Gerinnen bringen, Flüssigkeiten innig vermischen usw. Auch in der Medizin wird die Ultraschalltechnik neuerdings propagiert. Es bleibt allerdings abzuwarten, ob sie die gewünschten Erfolge bringt.

Das Wichtigste dieses Kapitels

1. Die Fernsehtechnik beruht auf der Unvollkommenheit des menschlichen Auges. Der fernzusehende Gegenstand wird in aufeinanderfolgende Bildpunkte zerlegt, denen man elektrische Spannungsstöße zuordnet. Empfangsseitig werden die Spannungen in Bildpunkte entsprechender Helligkeit verwandelt, die zu einem vollständigen Bild zusammengesetzt werden.

2. Zur Bildzerlegung braucht man einen abtastenden Lichtstrahl konstanter Helligkeit, zur Bildzusammensetzung einen schreibenden Lichtstrahl mit steuerbarer Helligkeit.

3. Abtastung und Zusammensetzung müssen so schnell vor sich gehen, daß das Auge dem Lichtstrahl nicht mehr zu folgen vermag.

4. Die Übertragung eines Bildes soll nicht wesentlich länger als $^1/_{25}$ Sekunde dauern. Je größer die Zeilenzahl ist, um so deutlicher wird das Bild in seinen Einzelheiten.

5. Moderne Fernsehgeräte bedienen sich senderseitig elektronischer Mittel zur Abtastung, empfängerseitig der Braunschen Röhre zur Bildwiedergabe.

6. Das Ikonoskop beruht auf der Aufladung kleinster Kondensatoren mit Hilfe ebenso kleiner Fotozellen, auf die das fernzusehende Bild projiziert wird. Das optische Bild wird mit einem Elektronenstrahl abgetastet.

7. Die Braunsche Röhre erzeugt auf einem Leuchtschirm das Fernsehbild mit Hilfe eines entsprechend gesteuerten Elektronenstrahls.

8. Die beim Fernsehen auftretenden Spannungsimpulse sind außerordentlich kurz, stellen also sehr hohe Frequenzen dar. Diese Tatsache bedeutet, daß spezielle Empfangs- und Sendegeräte erforderlich sind und daß ein Fernsehbetrieb nur auf Ultrakurzwellen möglich ist.

9. Ein wichtiges Anwendungsgebiet der Radiotechnik ist die drahtlose Ortsbestimmung oder Peilung. Man verwendet für diesen Zweck Rahmenantennen.

10. Bei der Peilung sind Fehler, sog. Mißweisungen, möglich, die von dem Einfluß der Ionosphäre herrühren. Zur Beseitigung dieser Mängel hat man Sonderverfahren entwickelt.

11. Die Impulstechnik bildet eine der wichtigsten Grundlagen der modernen drahtlosen Navigation.

12. Man kann mit Hilfe kurzzeitiger Impulse die Entfernung zwischen zwei beliebigen Orten mit großer Genauigkeit ermitteln.

13. Die drahtlose Navigation spielt besonders in der Seefahrt und in der Luftfahrt eine große Rolle.

14. Die modernste Entwicklung der drahtlosen Navigation läßt die elektronische Abbildung bestimmter Objekte durch Abtastung unmittelbar zu.

15. In der Starkstromtechnik findet die Radiotechnik in Form gewisser Regel- und Steuervorgänge ein großes Anwendungsgebiet.

16. In der Elektromedizin finden radiotechnische Prinzipien sowohl in therapeutischer als auch in diagnostischer Hinsicht weitgehende Anwendung.

17. Die Kardiographie, die Diathermie, die Hochfrequenzchirurgie und die Faradisation machen weitgehend von der Radiotechnik Gebrauch.

18. In der industriellen Technik macht man für Heizzwecke gern von der Hochfrequenzwärme Gebrauch.

19. Geologie, Meteorologie, Astronomie, Atomforschung, Ultraschalltechnik usw. wurden durch die Entwicklung der modernen Radiotechnik weitgehend gefördert.

20. Auch die Elektronenoptik, die in Technik und Forschung von größter Bedeutung ist, konnte sich nur auf dem Boden der immer weiter fortschreitenden Radiotechnik entwickeln.

Fünfzehntes Radio-Quiz

1. Beim Fernsehen wird der fernzusehende Gegenstand
   a) in seiner Gesamtheit innerhalb von Bruchteilen einer Sekunde drahtlos übertragen,
   b) in ein zeitliches Nacheinander aufgelöst und stückweise übertragen und wiedergegeben,
   c) durch starke Lichtquellen optisch in die Ferne übertragen.
2. Zum Abtasten eines Fernsehbildes bedient man sich
   a) steuerbarer Lichtquellen,
   b) Lichtquellen gleichbleibender Helligkeit,
   c) farbigen Lichtes.
3. Zur Umwandlung der Lichtimpulse in Spannungsimpulse braucht man beim Fernsehen
   a) elektronische Abtaster,
   b) Braunsche Röhren,
   c) helle Glühlampen.
4. Die den Bildpunkten entsprechenden Spannungsimpulse dienen
   a) zur Modulation des Fernsehsenders,
   b) zur Erzielung des Gleichlaufs zwischen Sender und Empfänger,
   c) zum Zusammensetzen des Bildes.
5. Als steuerbare Lichtquelle zur Wiedergabe des Fernsehbildes verwendet man
   a) Glühlampen,
   b) Bogenlampen,
   c) Braunsche Röhren.

6. Die Abtastung eines vollständigen Fernsehbildes dauert
   a) rund 2 Minuten,
   b) etwa $^1/_{25}$ Sekunde,
   c) $^1/_{1\,000000}$ Sekunde.

7. Ein modernes Fernsehbild besitzt etwa
   a) 600 Zeilen,
   b) 30 Zeilen,
   c) mehrere 1000 Zeilen.

8. Ein moderner Fernsehabtaster ist
   a) die Nipkow-Scheibe,
   b) die Braunsche Röhre,
   c) das Ikonoskop.

9. Die Braunsche Röhre enthält vor allem
   a) einen scharf gebündelten Elektronenstrahl,
   b) sehr viele kleine Fotozellen,
   c) winzig kleine Kondensatoren.

10. Die Leuchterscheinung auf dem Schirm einer Braunschen Röhre beruht auf
    a) glühenden Gasen,
    b) Spiegelungen der Glaswand,
    c) dem Fluoreszieren gewisser Mineralien.

11. Gleichlauf zwischen Abtastung und Bildzerlegung wird erzwungen durch
    a) dauerndes Nachregeln am Empfänger,
    b) besondere Gleichlaufsignale des Fernsehsenders,
    c) eine zusätzliche drahtlose Verbindung.

12. Für das moderne Fernsehen ist ein breites Frequenzband erforderlich, weil
    a) die Abtastzeit eines Bildes sehr kurz ist,
    b) die Abtastzeit einer Bildzeile sehr kurz ist,
    c) die Abtastzeit eines einzelnen Bildpunktes sehr kurz ist.

13. Die drahtlose Peilung benötigt
    a) sehr gute Hochantennen,
    b) Rahmenantennen,
    c) anstatt Antennen bestimmte Geräte.

14. Peilfehler treten auf infolge
    a) der ionosphärischen Einflüsse,

b) zu geringer Spannungen,
c) zu großen Feldstärken.

15. Die Impulstechnik hat besondere Bedeutung
a) für schwundfreien Rundfunkempfang,
b) für die Erzeugung besonders großer Leistungen,
c) für die Fernsehtechnik und Navigationstechnik.

16. In der Radartechnik verwendete man im Kriege Stanniolstreifen
a) um das Bedienungspersonal der Flakgeschütze durch Blendung zu irritieren,
b) um nicht vorhandene Ziele elektrisch vorzutäuschen,
c) um das Zusammenstoßen von Flugzeugen im Luftraum zu vermeiden.

17. Die Radiotechnik hat in der Starkstromtechnik Bedeutung
a) für Fernbedienung und Fernregelung,
b) für den wirtschaftlichen Betrieb der Starkstromgeneratoren,
c) für die Übertragung von elektrischen Leistungen auf drahtlosem Wege.

18. Die Hochfrequenz-Diathermie beruht auf
a) einer Zersetzung menschlicher Körperzellen,
b) einer Wärmewirkung,
c) einer Nervenbeeinflussung.

19. Kardiographen müssen vor allem
a) sehr niedere Frequenzen übertragen,
b) nur Frequenzen in der Gegend von 500 Hertz übertragen,
c) noch zur Übertragung von Frequenzen von mehreren Megahertz in der Lage sein.

20. Eine Radiosonde wird benötigt
a) in der Meteorologie,
b) in der Elektromedizin,
c) in der Ultraschalltechnik.

Anhang

Auflösungen der Radio-Quiz

Der hinter der jeweiligen Zahl stehende Buchstabe gibt die richtige Lösung an.

Erstes Kapitel

1. a, 2. c, 3. c, 4. a, 5. c, 6. c, 7. b, 8. a, 9. a, 10. b.

Zweites Kapitel

1. b, 2. a, 3. b, 4. b, 5. c, 6. a, 7. b, 8. c, 9. a, 10. a, 11. b, 12. a, 13. c, 14. c, 15. c, 16. a, 17. b, 18. b, 19. a, 20. a.

Drittes Kapitel

1. c, 2. a, 3. a, 4. c, 5. b, 6. c, 7. b, 8. a, 9. b, 10. c, 11. b, 12. b, 13. b, 14. b, 15. c, 16. c, 17. a, 18. c, 19. a, 20. a.

Viertes Kapitel

1. b, 2. a, 3. a, 4. b, 5. a, 6. a, 7. a, 8. c, 9. a, 10. b, 11. b, 12. b, 13. a, 14. a, 15. a, 16. c, 17. c, 18. a, 19. a, 20. b.

Fünftes Kapitel

1. c, 2. c, 3. a, 4. c, 5. a, 6. b, 7. c, 8. c, 9. a, 10. a, 11. c, 12. a, 13. a, 14. a, 15. b, 16. a, 17. a, 18. a, 19. b, 20. a.

Sechstes Kapitel

1. c, 2. a, 3. b, 4. b, 5. b, 6. a, 7. a, 8. a, 9. a, 10. c, 11. b, 12. a, 13. b, 14. b, 15. a, 16. c, 17. a, 18. c, 19. b, 20. b.

Siebentes Kapitel

1. a, 2. b, 3. c, 4. b, 5. a, 6. a, 7. c, 8. b, 9. a, 10. b, 11. a, 12. a, 13. b, 14. c, 15. b, 16. a, 17. c, 18. a, 19. b, 20. b.

Achtes Kapitel

1. b, 2. a, 3. b, 4. c, 5. c, 6. b, 7. c, 8. b, 9. c, 10. a, 11. b, 12. c, 13. a, 14. b, 15. c, 16. c, 17. a, 18. c, 19. c, 20. a.

Neuntes Kapitel

1. c, 2. a, 3. c, 4. b, 5. b, 6. a, 7. a, 8. b, 9. a, 10. a, 11. b, 12. c, 13. b, 14. c, 15. c, 16. b, 17. c, 18. a, 19. b, 20. b.

Zehntes Kapitel

1. b, 2. c, 3. a, 4. b, 5. c, 6. a, 7. a, 8. b, 9. c, 10. a, 11. b, 12. a, 13. a, 14. a, 15. b, 16. a, 17. b, 18. b, 19. b, 20. a.

Elftes Kapitel

1. a, 2. b, 3. b, 4. b, 5. b, 6. b, 7. c, 8. c, 9. a, 10. a, 11. a, 12. a, 13. b, 14. c, 15. b, 16. c, 17. b, 18. a, 19. a, 20. b.

Zwölftes Kapitel

1. b, 2. a, 3. b, 4. a, 5. c, 6. a, 7. a, 8. a, 9. a, 10. b, 11. a, 12. b, 13. a, 14. c, 15. a, 16. c, 17. b, 18. b, 19. b, 20. b.

Dreizehntes Kapitel

1. a, 2. b, 3. c, 4. a, 5. c, 6. b, 7. a, 8. a, 9. a, 10. a, 11. b, 12. a, 13. b, 14. a, 15. a, 16. b, 17. a, 18. a, 19. c, 20. b.

Vierzehntes Kapitel

1. b, 2. b, 3. b, 4. b, 5. b, 6. b, 7. a, 8. a, 9. a, 10. c, 11. c, 12. b, 13. b, 14. b, 15. a, 16. c, 17. a, 18. b, 19. c, 20. a.

Fünfzehntes Kapitel

1. b, 2. b, 3. a, 4. a, 5. c, 6. b, 7. a, 8. c, 9. a, 10. c, 11. b, 12. c, 13. b, 14. a, 15. c, 16. b, 17. a, 18. b, 19. a, 20. a.

Die wichtigsten Formeln der Radiotechnik

Zur Berechnung von radiotechnischen Geräten und Vorgängen braucht man Formeln, die genaue Aussagen über die zugehörigen elektrischen Erscheinungen gestatten. Zum grundsätzlichen Verständnis der Wirkungsweise von Radiogeräten sind diese Formeln jedoch nicht nötig, und wer sich mit der Mathematik nur schlecht befreunden kann, darf diesen mathematischen Anhang ohne weiteres überspringen. Dagegen wird die folgende Zusammenstellung den Technikern und ernsthaften Radioamateuren unter unseren Lesern von großem Nutzen sein, insbesondere dann, wenn schnell eine Formel

nachgeschlagen werden soll, die dem Gedächtnis entschwunden ist.

Die Zusammenstellung folgt der Aufteilung des Stoffes in unserer „Radiotechnik für Alle". Die betreffenden Kapitelnummern sind stets angegeben. Zu Beginn bringen wir noch die wichtigsten elektrotechnischen Grundformeln, auf denen die meisten radiotechnischen Vorgänge beruhen.

Formeln zu den elektrotechnischen Grundlagen

Ohmsches Gesetz:

$$U = J \cdot R \quad (1) \qquad J = \frac{U}{R} \quad (2) \qquad R = \frac{U}{J} \quad (3)$$

Darin sind U = Spannung [V], J = Strom [A], R = Widerstand [Ω].

Bei Hintereinanderschaltung von Widerständen gilt:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2} \quad (4) \qquad J_1 = J_2 = J \quad (5)$$

$$R_g = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots \quad (6)$$

$$U_g = U_1 + U_2 + U_3 + \ldots \quad (7)$$

Bei Parallelschaltung von Widerständen gilt:

$$\frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots \quad (8)$$

$$\frac{J_1}{J_2} = \frac{R_2}{R_1} \quad (9) \qquad U_g = U_1 = U_2 = U_3 \ldots \quad (10)$$

$$J_g = J_1 + J_2 + J_3 + \ldots \quad (11)$$

Die Klemmenspannung U einer Stromquelle errechnet sich aus der Leerlaufspannung E zu

$$U = E - J \cdot R_i \quad (12)$$

Darin sind J = Belastungsstrom [A], R_i = Innenwiderstand [Ω].

Die elektrische Leistung N in Watt errechnet sich aus den Formeln

$$N = U \cdot J \quad (13)$$

$$N = J^2 \cdot R \quad (14)$$

$$N = \frac{U^2}{R} \quad (15)$$

Der Wirkungsgrad einer Anlage bestimmt sich zu

$$\eta = \frac{N_2}{N_1} \qquad (16)$$

Darin sind N_2 = entnommene Leistung, N_1 = zugeführte Leistung.

Für Leistungsanpassung gilt

$$R_i = R_a \qquad (17)$$

Für Stromanpassung gilt

$$R_i \gg R_a \qquad (18)$$

Für Spannungsanpassung gilt

$$R_i \ll R_a \qquad (19)$$

Die elektrische Arbeit A in Wattstunden errechnet sich zu

$$A = N \cdot t \qquad (20)$$

Darin ist t = Zeit in Stunden, während der die Leistung N wirksam ist.

Das magnetische Ohmsche Gesetz lautet:

$$\Phi = \frac{\mathfrak{M}}{\mathfrak{R}_m} \qquad (21)$$

Darin sind Φ = Kraftfluß, $\mathfrak{M}$ = magnetische Spannung, $\mathfrak{R}_m$ = magnetischer Widerstand.

Die magnetische Kraftliniendichte bestimmt sich aus der Erregung $\mathfrak{H}$ und der Permeabilität μ zu

$$\mathfrak{B} = \mu \cdot \mathfrak{H} \qquad (22)$$

Formeln zum 1. Kapitel (S. 11)

Die Frequenz f [Hz] errechnet sich aus der Fortpflanzungsgeschwindigkeit c = 300 000 [km/sec] und der Wellenlänge λ [km] zu

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{300\,000}{\lambda} \quad [Hz] \qquad (23)$$

Die Periodendauer oder Schwingungsdauer T in sec errechnet sich zu

$$T = \frac{1}{f} \qquad (24)$$

Die Kreisfrequenz ω hat den Wert

$$\omega = 2\pi f \quad (25)$$

Die Amplitude A_{max} einer Sinuswelle errechnet sich aus dem Effektivwert A_{eff} zu

$$A_{max} = \sqrt{2} \cdot A_{eff} \quad (26)$$

Die Gleichung einer amplitudenmodulierten Schwingung lautet

$$U = U_h \sin \omega_h t + \frac{m}{2} U_h \cos (\omega_h - \omega_n) t - \frac{m}{2} U_h \cos (\omega_h + \omega_n) t \quad (27).$$

Darin sind m = Modulationsgrad, U_h = Spannung der hochfrequenten Schwingung, ω_h = Kreisfrequenz der Trägerschwingung, ω_n = Kreisfrequenz der modulierenden Schwingung, t = Zeit.

Formeln zum 2. Kapitel (S. 37)

Kapazitiver Widerstand R_c eines Kondensators mit der Kapazität C [F] bei der Kreisfrequenz ω:

$$R_c = \frac{1}{\omega C} \quad (28)$$

Kapazität: C [cm] eines Kondensators mit der wirksamen Fläche F [cm²], der Dielektrizitätskonstante ε und dem Plattenabstand a [cm]:

$$C = \frac{F \cdot \varepsilon}{4\pi \cdot a} \quad (29)$$

Induktiver Widerstand R_l einer Spule mit dem Selbstinduktionskoeffizienten L [Henry] bei der Kreisfrequenz ω:

$$R_l = \omega L \quad (30)$$

Induktivität L [Henry] einer Spule bei gegebener Windungszahl w und bei einem konstruktiven Aufbau, der durch den konstanten Faktor K erfaßt wird:

$$L = Kw^2 \quad (31)$$

Übersetzungsverhältnis ü bei verlustfreien Transformatoren (Index 1 = Primärseite, Index 2 = Sekundärseite):

$$ü = \frac{U_1}{U_2} = \frac{J_2}{J_1} = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \qquad (32)$$

Ohmscher Widerstand R eines zylindrischen Körpers von der Länge l [m], dem spezifischen Widerstand ϱ und dem Querschnitt q [mm²]:

$$R = \frac{l \cdot \varrho}{q} \qquad (33)$$

Resonanzbedingung bei Schwingkreisen:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \qquad (34)$$

$$\frac{CU^2}{2} = \frac{LJ^2}{2} \qquad (35)$$

Thomsonsche Formel:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \qquad (36)$$

Darin ist f_0 = Resonanzfrequenz, bei der die Formeln (34) und (35) erfüllt sind.

Resonanzwiderstand von Parallel-Schwingungs-Kreisen mit der Induktivität L, dem (in Reihe mit L liegenden) Verlustwiderstand R und der Kapazität C:

$$R_{res} = \frac{L}{C \cdot R} \qquad (37)$$

Resonanzwiderstand von Serien-Schwingungs-Kreisen:

$$R_{res} = R \qquad (38)$$

Siebfaktor s eines Tiefpasses mit der Induktivität L und der Kapazität C:

$$s = \frac{U_e}{U_a} = L \cdot C \cdot \omega^2 \qquad (39)$$

Siebfaktor s eines Tiefpasses mit dem Ohmschen Widerstand R und der Kapazität C:

$$s = \frac{U_e}{U_a} = RC\omega \quad (40)$$

Formeln zum 3. Kapitel (S. 72)

Ausbreitung der Bodenwelle (Empfangsfeldstärke $\mathfrak{E}$) in Abhängigkeit von der Entfernung a [km] und der Sendeleistung N [kW]

$$\mathfrak{E} = 300 \cdot \frac{\sqrt{N}}{a} \quad (41).$$

Diese Formel gilt für homogenen Untergrund.

Formeln zum 4. Kapitel (S. 105)

Emissionsstrom J_e einer Elektronenröhre mit der absoluten Kathodentemperatur T, der Austrittsspannung U, der Temperaturspannung U_t und der Material- und Formkonstanten K:

$$J_e = KT^2 \cdot e^{-U/U_t} \quad (42)$$

Raumladestrom J_r einer Elektronenröhre mit der Anodenspannung U_a:

$$J_r = K \cdot U_a^{3/2} \quad (43)$$

Anlaufstrom J_a einer Elektronenröhre (J_{ao} = Anodenstrom bei $U_a = 0$):

$$J_a = J_{ao} \cdot e^{-U_a/U_t} \quad (44)$$

Durchgriff D, Steilheit S und Innenwiderstand R_i einer Elektronenröhre sind durch die Beziehung

$$DSR_i = 1 \quad (45)$$

miteinander verknüpft.

Steuerspannung U_s einer Triode:

$$U_s = U_g + DU_a \quad (46)$$

Darin sind U_g = Gitterspannung, D = Durchgriff, U_a = Anodenspannung.

Verstärkungsfaktor V bei Trioden:

$$V = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad (47)$$

Darin sind D = Durchgriff, R_i = Röhreninnenwiderstand, R_a = Außenwiderstand.

Verstärkungsfaktor V bei Pentoden

$$V = S \cdot R_a \qquad (48)$$

Darin ist S = Steilheit in A/V.

Formeln zum 5. Kapitel (S. 149)

Bedingung für Selbsterregung eines Röhrensenders:

$$K = D + \frac{1}{S \cdot R} \qquad (49)$$

Darin sind K = Kopplungsfaktor zwischen Eingang und Ausgang, D = Durchgriff, S = Steilheit, R = wirksamer Außenwiderstand („Barkhausensche Selbsterregungsformel").

Formeln für die Demodulation hängen stark vom jeweiligen Demodulator ab. Hierüber Näheres in „Schule des Funktechnikers" von Günther-Richter (Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart).

Formeln zum 6. und 7. Kapitel (S. 179 und 210)

Gesamtverstärkung V_g eines Verstärkers mit n Stufen, die gleichartig gebaut sind:

$$V_g = V^n \qquad (50)$$

Wirksamer Außenwiderstand R_a eines RC-Verstärkers (Ohmscher Widerstand R mit schädlicher Parallel-Gesamtkapazität C):

$$R_a = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + (\omega C)^2}} \qquad (51)$$

Bezüglich Verstärkung je Stufe siehe Formeln (47) und (48).

Stromverstärkung V_i:

$$V_i = S \cdot R_g \qquad (52)$$

R_g = Gitterwiderstand.

Ausgangsleistung N einer Endstufe mit der Gitter-Steuerspannungsamplitude $E_{g\,max}$, der Steilheit S und dem Durchgriff D:

$$N = \frac{E^2_{g\,max}}{D^2} \cdot \frac{1}{8\,R_i} \qquad (53)$$

bzw.

$$N = \frac{E^2_{g\,max}}{8} \cdot \frac{S}{D} \qquad (54)$$

Formeln zum 8. und 9. Kapitel (S. 242 und 269)

Grundprinzip des Superhets:

$$f_o - f_e = f_z = \text{const} \qquad (55)$$

Darin sind f_o = Oszillatorfrequenz, f_e = Eingangsfrequenz, f_z = Zwischenfrequenz.

Überlagerungssteilheit (Konversionssteilheit) S_c :

$$S_c = \frac{J_z}{U_e} \qquad (56)$$

Darin sind J_z = Zwischenfrequenz-Wechselstrom, U_e = Eingangsspannung.

Überlagerungsverstärkung V_c (Konversionsverstärkung) bei Mischröhren:

$$V_c = S_c \cdot R_a \qquad (57)$$

Darin ist R_a = Außenwiderstand der Mischröhre.

Formeln zum 10. bis 15. Kapitel (S. 305 — 426)

Die hierher gehörenden Formeln sind außerordentlich speziell und können in allgemeiner Form nicht dargestellt werden. Deshalb sei auf die im gleichen Verlag erschienenen Spezialwerke (s. S. 10) verwiesen. Formeln zum Stoff des 13. bis 15. Kapitels finden sich vor allem in dem „Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangstechnik".

Verzeichnis der Tafelbilder

bei Seite

Tafel I 80

1. Keramischer Kleinst-Röhrchenkondensator — 2. Keramischer Scheibenkondensator — 3. Durchführungskondensator — 4. Blockkondensator in Vergußmasse — 5. Rollkondensator — 6. Miniatur-Elektrolytkondensator 0,5 Mikrofarad — 7. Becherkondensator 2 × 0,5 Mikrofarad — 8. Elektrolytkondensator für hohe Spannungen — 9. Keramischer Rohrkondensator — 10. Abgleichtrimmer, Luftisolation — 11. Miniatur-Elektrolytkondensator 4 Mikrofarad — 12. U-Kern aus Ferrit — 13. Ferritstab für Ferritantenne — 14. Elektrolytkondensator großer Kapazität — 15. Kleinstwiderstand $^1/_{10}$ Watt — 16. Kleinstwiderstand — 17. Widerstand ¼ Watt — 18. Keramischer Hütchenkondensator — 19. Festwiderstand 2 Watt 20. Festwiderstand 1 Watt — 21. Keramischer Rohrkondensator

Tafel II 81

1. Kleine Zylinderspule
2. Wabenspulen (Kreuzwicklung)
3. Eisenkern mit Spulenträger
4. Eisenkernspule komplett
5. Spulenhalterung mit Trägerkörper
6. Komplette abgeschirmte Eisenkernspule
7. wie 6., andere Ausführung
8. Große Zylinderspule
9. UKW-Spule
10. Keramischer Trimmer
11. Keramischer Festkondensator
12. Großer keramischer Trimmer
13. Festwiderstand großer Belastbarkeit

Tafel III 96

1. Hartpapier-Drehkondensator
2. Kleiner Luft-Drehkondensator
3. Großer Doppel-Drehkondensator
4. Großer Einfach-Drehkondensator
5. Kleines Potentiometer
6. Potentiometer mit Schalter kombiniert
7. Offenes Drehpotentiometer
8. Hochbelastbarer Drehwiderstand

Tafel IV 97

2. Kopfhörerbügel mit Kopfhörer normaler Größe
3. Trockenbatterie (Klein-Anodenbatterie)

bei Seite
4. Kristalltonabnehmer moderner Bauart (umschaltbar für Normal- und Mikrorille)
5. Netztransformator
6. Abgeschirmtes Kabel
7. Lichtantenne
8. Hörkapsel mit Plastikansatzstück und Anschlußschnur
9. Niederfrequenz-Drossel
10. Hörkapsel mit Plastikansatzstück
11. Links eine amerikanische Quecksilberbatterie, daran anschließend Kleinstzellen
12. Miniaturakkumulatoren (Nickel-Cadmium) (zum Größenvergleich Büroklammer)
13. Moderner Kleinstakkumulator (Nickel-Cadmium)

Tafel V 176
1. Flächentransistor der Fa. Elektro-Spezial
2. Miniaturröhre
3. Rimlockröhre
4. Novalröhre
5. Wehrmacht-Dezimeterröhre
6. Moderner Glimmstreckenstabilisator (Valvo)
7. Hochspannungs-Gleichrichterröhre

Tafel VI 177
1. Versuchsaufbau eines Detektorempfängers (Demonstrationsgerät)
2. Versuchsaufbau eines Audionempfängers (Demonstrationsgerät)
3. Versuchsaufbau eines Niederfrequenzverstärkers (Demonstrationsgerät)

Tafel VII 192
1. Modernes Mikrofon
2. Aufbau einer modernen Radioröhre
3. Moderne Röhren im Vergleich zu Glühlampen

Tafel VIII 193
1. Aufbau eines modernen Klangreglers
2. Ein modernes FM-Filter
3. Ein Geiger-Müller-Zählrohr

Tafel IX 272
1. Ein UKW-Baustein in AM-FM-Geräten
2. Ein Magnetron

Tafel X 273
1. Moderner Schaltungsaufbau von Empfängern
2. Super-High-Fidelity-Lautsprecher

Tafel XI 288
1. Kathodenstrahlröhre, Außenansicht
2. Kathodenstrahlröhre, Systemansicht

Tafel XII 289
Richtfunkstation für den dm-Richtfunk
Die Vereisung schadet nichts!

Sachregister

Abgleichen 194, 285
Abschirmung 99
Abstandsbestimmung 435
Abstimmanzeiger 343, 344
Abstimmung 90
Abstimmung, fühlbare 354
Abtasten 427
A-Verstärker 232, 233
Abwärtstransformation 49
Abzapfung 168
Akkumulator 244, 362
Akkumulatoren, Ladung 363
Aktionsspannungen 438
Akzentuierung 392
Allstrombetrieb 369
Allstromempfänger 370
AM-FM-Empfänger 287, 298
Amplitude 16
Amplitudenmodulation 31
Anfangskapazität 94
Anode 106
Anodenbatterie 364
Anoden-Gitterkapazität 194
Anodengleichrichter 159, 160, 161, 162
Anodenspannung 107
Anodenstrom 107
Anodenwechselstrom 124
Anpassung 236
Anpassungstransformator 258
Antenne 24, 74, 96
Antennenableitung 98
Antennendraht 97
Antennenleitung, abgeschirmte 98
Antennenspule 93
Anzapfung 167
aperiodisch 180
Aperiodizität 181
Arbeitspunkt 116
Atmosphäre 83
Atomforschung 441
Audion 161
Audionempfänger 118, 171
Audionempfänger mit Rückkopplung 149
Audion-Kondensator 120
Aufladung 38
Aufwärtstransformation 49
Auge, magisches 345
Augenblickswerte 16
Auskoppelkreis 415
Außenwiderstand 229
Aussteuerung 235

Bahndurchmesser 413
Bandbreiteregelung 352
Bändchenmikrofon 307
Bandfilter 204
Bandfilterkurve 202
Bandfilter-Zweikreiser 203, 259
Bandpaß 65, 67
Bandspreizung 353
Bariumtitanate 40
Barkhausen-Anordnung 413
Barkhausen-Kurz-Schaltung 412
Basisschaltung 399
Baßanhebung 334
Batteriebetrieb 360
Batterieheizung 360
Batterieröhre 248
Becherkondensatoren 41
Begrenzerstufe 389
Behelfsantennen 99
Belastbarkeit 52
Belege 40
Beleuchtung 371
Bewegungsenergie 13
Bi-Kathode 135
Bildabtastung 428
Bildzerleger 430
Bildzusammensetzung 428
Bleiglanz 91
Blitzableiteranschlüsse 99
Bodenwelle 82
Braunsche Röhre 317, 430
Bremsfeldmethode 413
Bremsgittermischung 276
Brummfreiheit 135
B-Verstärker 232

Centimeter 43, 48
Cinemascope 320
Collector 399
Collectorschaltung 399

Curie 308
C-Verstärker 234

Dämpfungswiderstände 202
DEAC-Zellen 363
Deakzentuierung 393
Deemphasis 393
Demodulation 90
Demodulatoren 263
Detektorempfänger 170
Dezimeterwellen 411, 416
Dezimeterwellenbereich 81
Dezimeterwellen-Technik 419
Dielektrikum 42
Dielektrizitätskonstante 39
Differentialkondensator 260
Differenzfrequenz 153, 197, 291
Diode 107, 108
Diode, Kennlinie einer 166
Dioden-Begrenzerstufe 389
Dioden-Demodulator 263
Diodengleichrichter 161, 164
Diskriminator 390
Doppelantenne 97
Doppeldiode 142, 254
Doppelempfang 289
Doppelgitterröhre 127
Doppelleitung 416
Doppelweggleichrichter 368
Drehkondensator 41
Drei-D-System 314
Dreifach-Drehkondensator 192
Dreipunktschaltung 281
Drossel 47
Drosselverstärker 225
Druckknopfabstimmung 352
Duodiode-Pentode 255
Duodiode-Triode 254
Durchgriff 125
Dynamik 386

Echo-Erscheinungen 87
Echolotverfahren 439
Edison 105
Effekt, lichtelektrischer 319
Eigenkapazität 184
Einbereichsuper 295
Eindrahtantenne 97
Eingitterröhre 114
Einkreiser 245, 246
Einkreisempfänger 245
Einröhrenempfänger 170
Einsattelung 201
Einweggleichrichter 368
Eisenlose Verstärker 237
Eisenwasserstoff-Widerstände 374
Elektroakustik 305
Elektrodenabstände 137
Elektrolyse 41
Elektrolytkondensatoren 41
Elektromedizin 437
Elektronenbahn 413
Elektronengeschwindigkeit 413
Elektronenmikroskop 440
Elektronenoptik 440
Elektronenröhre 105
Elektronentanz 414
Elektronische Regler 373
Elongationen 16
Emitter 399
Emitterschaltung 399
Empfänger, einfacher Aufbau 170
Empfangsschwund 336, 338
Empfangsspannung 75
Encephalographie 438
Endpentode 249
Entbrummer 258
Entdämpfung 151
Erde 24, 74, 96
Erregerspule 312
Ersatzschaltung 75
Exponentialröhren 340

Farad 43
Faraday 42
Feld, elektromagnetisches 72
Feldlinien 22
Feldstärke 75
Fernbedienung 354
Fernempfänger 244
Fernsehanlage 431
Fernsehtechnik 426
Fernüberwachung 437
Fernzone 77
Ferritantenne 99
Ferrite 47
Ferroxcube 47
Ferroxdure 312
Festkondensatoren 40
Festwiderstände 53
Flankensteilheit 201
Flächentransistor 398

Fortpflanzungsgeschwindigkeit 16
Fotoelektronen 319
Fotozelle 319, 427
Fourier 213
Freiantenne 99
Freischwinger 311
Frequenta 42
Frequenz 17
Frequenzabhängigkeit 39
Frequenzabstand 199
Frequenzband 198, 199
Frequenzbereiche 77
Frequenzhub 386
Frequenzkurve 182, 223
Frequenzmodulation 32, 385, 387
Frequenzsperren 334
frequenzunabhängig 186
Fünfpolröhre 130
Funkenstrecken 420
Funkmeßtechnik 435

Ganzglasröhren 141
Gasentladung 345
Gasleitung 99
Gegenkopplung 350
Gegenkopplung, frequenzabhängige 351
Gegentakt-Diskriminator 391
Gegentaktschaltung 233
Geiger-Müller-Zählrohr 441
Gemeinschaftsantenne 97
Geologie 439
Geradeaus-Empfänger 242
Germanium 108, 398
Germanium-Flächengleichrichter 369
Gesamtempfindlichkeit 189
Gitter 113, 136
Gitterbatterie 114, 221
Gittergleichrichter 263
Gitterkondensator 172
Gitterspannung 114
Gittersteuerung 117
Gitterstrom 114
Gitterstrom-Begrenzer 390
Gittervorspannung 116, 250
Gitterwechselspannung 117
Glasröhrensystem 139
Gleichlauf 193, 255, 283, 284
Gleichlaufproblem 286
Gleichrichter 110, 112, 367
Gleichrichtereffekt 163
Gleichstrombetrieb 365
Gleichstromröhren 367
Glimmlampe 373
Glimmröhre 344
Glimmröhren-Abstimmanzeiger 344
Glimmstreckenstabilisator 372
Glühfaden 106
Großsuper 296
Großsuperhet 292
Grundwelle 212, 213

Haarnadelkathode 135
Habann-Generator 413
Hackspannung 111
Hahn-Metcalf-Röhre 414
Harmonieregister 334
Harmonische 213
Heißleiter 53
Heizbatterie 105, 361
Heizfaden 106
Heizleistung 107
Heizspannung 134
Heizstrom 105, 134
Heizung 360
Heizung, direkte 133
Heizung, indirekte 133
Henry 48
Hertz 17
Hexode 132, 277
High fidelity 314
Hi-fi 314
Hochantenne 97
Hochfrequenzchirurgie 438
Hochfrequenzheizung 439
Hochfrequenzschnitte 438
Hochfrequenzsperre 261
Hochfrequenztransformator 50
Hochfrequenzverstärker 192
Hochfrequenzverstärker, aperiodische 180
Hochfrequenzverstärkern, Frequenzkurven von 197
Hochfrequenzverstärkung 179
Hochpässe 65
Höchstwert 16
Hochtonregler 332
Höhenmesser 434
Höhenstrahlen 82
Hohlrohrleiter 419
Hörer 95
Hörkopf 320

Huth-Kühn-Sender 194

Jazztasten 334

Ikonoskop 429, 430
Impulse 433
Impulsmodulation 34
Impulsnavigation 434
Impulstechnik 433
Induktion 44
Induktionsgesetz 44, 89
Induktionsspannung 44
Innenantennen 99
Innenwiderstand 126
Ionen 83
Ionisierung 85
Ionosphäre 83
Isoliereier 97

Kaltleiter 53
Kapazität 39
Kapazitäten, schädliche 186, 223
Kardiographie 438
Kathode 106, 136
Kathodenmischung 275
Kathodenwiderstand 221
Kennlinie 115
Kennlinienkrümmung 115
Kennliniensteilheit 124
Kerafar 42
Keraperm 47
Kerrzelle 317
Kilohertz 20
Kiloohm 52
Kippströme 430
Klangregler 331
Klaviertastenabstimmung 352
Kleinempfänger 245, 247, 252
Kleinsuper 294, 298
Klystron 414
Kondensator 37
Kondensatormikrofon 306, 308
Kontakt 28
Kontaktmikrofon 305
Kopenhagener Wellenplan 386
Kopfhörer 309
Koppelkondensator 219
Koppeln 89
Kopplung 89
Kopplung, kapazitive 196
Kopplung, kritische 202
Kraftlinien 22
Kreise, gekoppelte 201
Kristalldetektor 91
Kristallmikrofon 308
Kristall-Tonabnehmer 316
Kurzschluß-Schieber 419
Kurzwellenamateure 80
Kurzwellenbereich 80
Kurzwellenverbindung 87

Ladung 38
Langwellen 79
Langwellenbereich 94
Langwellensender 79
Laufzeit 23
Laufzeitröhre 415
Laufzeitröhre, geschwindigkeitsmodulierte 415
Lautsprecher 96, 314
Lautsprecher, dynamischer 312
Lautsprecher, elektromagnetischer 311
Lautsprecher, piezoelektrischer 314
Lautstärke 31
Lautstärkeregelung 328
Lautstärkeregelung, hochfrequente 328
Lautstärkeregler 327
Lautstärkeregler, niederfrequenter 329
Leistung 72
Leistung, Bestimmung der 227
Leistungsverstärker 226
Leistungsverstärker, niederfrequente 226
Leistungsverstärkung 211
Leitkreise 290, 335
Leitstrahlen 435
Leitung 416
Leitungskapazität 186
Lichtantenne 99
Löschkopf 321
L-Wert 45

Magischer Fächer 348
Magischer Strich 348
Magisches Auge 346, 348
Magnetfeld 412
Magnettongerät 320
Magnettontechnik 320
Magnetron 412
Massekernspule 47
Massekernstift 48
Massewiderstände 54

Maxwell 11
Medium 18
Megohm 52
Mehrgitterröhre 195
Membran 28
Meteorologie 439
Mikrofarad 43
Mikrofon 27, 305
Mikrohenry 48
Mikrowellen-Diathermie-Apparat 437
Millihenry 48
Millimeterwellen 81, 420
Mischhexode 277, 278
Mischröhre 269
Mischschaltung, additive 275
Mischstufe 272
Mischung 153, 273
Mischung, multiplikative 276, 277
Mischvorgang 274
Mittelsuper 293
Mittelwellen 80
Modulation 30
Modulation, originalgetreue 33
Modulationsfrequenz 31, 198
Modulationsgrad 31
Mond, Rückstrahlversuche mit dem 440

Nachrichtenübermittlung 26
Nahzone 76
Nanofarad 43
Navigation, drahtlose 432
Navigationsmethoden 432
Negatohm 53
Netzgeräte 244
Netztransformator 51
Neutralisierung 195
Neutrodynkondensator 195
Newi 53
Nickel-Cadmium-Akkumulator 363
Nickelröhrchen 133
Niederfrequenz 30
Niederfrequenz-Eisenspule 47
Niederfrequenzspannung 210
Niederfrequenzspule 47
Niederfrequenztransformator 225
Niederfrequenzverstärkung 210
Nipkow-Scheibe 428
NTC-Widerstände 53

Oberwellen 213
Ohmsches Gesetz 52
Oktode 278
Orthikon 430
Ortsempfänger 243
Oszillator 279
Oszillatorfrequenz 269
Oszillatorschaltung 280

Parallelkreis 55
Parallel-Schwingungskreis 57
Peiltechnik 433
Pendelfrequenz 384
Pendelrückkopplung 382, 384
Pendelschwingung 384
Pentagrid-Converter 279
Pentode 130
Periode 16
Pfeifton 153
Phase 16
Phasen-Diskriminator 392
Phasenmodulation 34
Phasenschieber 387
Phasenverschiebung 408
Phonographen 315
Photoelektronen 319
Photozelle 319, 427
Picofarad 43
Piezoeffekt 309
Piezoelektrizität 308
Potentiometer 329
Preemphasis 392
Primärelektron 129
Primärelement 362
Primärinduktivität 222
Primärwicklung 49
Punkt-Transistor 398
Pyrit 91

Quarz 308

Radar 435
Radiosonden 439
Radio-Sternwarten 406, 440
Radiowellen, Aufnahme von 73
Radiowellen, Erzeugung von 22
Radiowellen, gedämpfte 24
Rahmenantenne 99, 432
Ratio-Detektor 392
Raumklangwähler 334
Raumladegitter 127
Rauschen 179
Raumwelle 82, 83

Rauschen, galaktisches 440
Reaktanzröhre 388
Rechteckform 200
Reflexion 14, 83, 84, 87, 427, 439, 440
Reflexprinzip 379
Reflexschaltung 379, 380
Regelbereich 339
Regelhexode 341
Regelröhren 340
Regelspannung 342
Regelung, verzögerte 342
Regulierwiderstände 53
Resonanz 58
Resonanzfrequenz 58
Resonanzkurve 63, 201
Resonanzspannung 58
Resonanzverstärker 187, 188 191
Resonanzwiderstand 58, 190, 411
Rieselikonoskop 430
Rimlock-Röhren 137
Röhren-Empfangsschaltungen 149
Röhrenkennlinie 109
Rohrleitung 418
Rohrleitung, abstimmbare 419
Rollkondensatoren 40
Rotor 41
Rückkopplung 151, 194
Rückkopplungseffekt 197
Rückkopplungseinsatz 155, 156, 162
Rückkopplungskondensator 159
Rückkopplungsschaltung 157
Rückkopplungsspule 159
Rückkopplungsspule, richtige Polung der 173
Rückwärtsregelung 340

Saugkreis 335
Saphir 316
Schallplatten 315
Schallschwingungen 27
Scharfabstimmung, automatische 349
Schattenanzeiger 344
Scheitelwert 16
Schirmgitter 128
Schirmgitterröhre 128
Schirmgitterspannung 163, 221
Schleifer 54
Schneiddose 316
Schneidvorrichtung 315
Schwingspule 313
Schwingungsdauer 16
Schwingungskreis 55, 416
Schwingungskreisspule 93
Schwundausgleichschaltungen 336
Schwundautomatik 344
Schwunderscheinungen 84, 86
Schwundregelschaltung 339
Schwundregelung 336, 337
Sechspolröhre 132
Seignettesalz 308
Seitenbänder 198
Sekundärelektronen 128
Sekundärwicklung 49
Selbsterregung 154
Selbstinduktionskoeffizient 45
Selbstinduktionsspannung 45
Selektionskreis 335
Senderantenne 76
Serien-Schwingungskreis 55, 58
Shunt 366
Siebkette 64, 112
Siebung 366
Siferrit 47
Sinuskurve 31
Sinuston 211
Skala 371
Skalenlämpchen 371
Spannung, modulierte 274
Spannung, pulsierende 111
Spannungsgegenkopplung 350, 351
Spannungsrichtung 109
Spannungsstabilisierung 373
Spannungsverlauf 417
Spannungsverstärker, niederfrequenter 216
Spannungsverstärkung 211
Sperrkreise 251, 335
Spiegelfrequenz 289, 291
Spiegelfrequenzbildung 291
Spiegelwellen 289
Sprache-Musik-Schalter 334
Sprechkopf 320
Spulen 43
Spulenanzapfung 169
Spulenkopplung 156
Spule, Wechselstromwiderstand einer 45
Stabantenne 97
Stahlröhre 137

Stanniolstreifen 435
Stator 41
Steilheit 124
Steuergitter 113, 114
Steuerleistung 235
Steuerorgan 415
Störgeräusche 332
Streuung 46
Stromgegenkopplung 350
Stromquelle 22
Strom-Stabilisierung 373
Stromversorgung 360
Superhet 269
Super-High-fidelity 334
Superikonoskop 430
Superorthikon 430
Synchrodynempfänger 396, 397
Synchronisierung 397
System, permanentdynamisches 312

Tag-Nacht-Schalter 334
Taschenlampenbatterien 245
Telefon 28
Thermoschalter 372
Thermowid 53
Ticonal 312
Tiefpaß 66, 112
Tieftonlautsprecher 313
Tieftonregler 332
Tonabnehmer 258, 315, 316
Tonabnehmeranschluß 316
Tonaufzeichnung, optische 317
Tonblende 258, 333
Tonblenden 330
Toncharakter 32
Tonfilm 317
Tonfrequenzgebiet 78
Tonwiedergabe 332
Träger 18
Trägerfrequenz 198
Träger, hochfrequenter 29
Trägerschwingung 90
Trägerwelle 27
Transformator 48, 222
Transformatorverstärker 221
Transformatorwicklung 222
Transistor 398
Transozeanverbindung 405
Transponierungsempfang 271
Transponierungsempfänger 269
Treiberstufe 235
Trennschärfe 157
Trichterlautsprecher 310
Trimmer 42, 255
Trimmerkondensatoren 42
Triode-Hexode 278
Trockenbatterie-Zelle 361
Troposphäre 83

Übergangszeit 85
Überlagerung 273
Überlagerungsempfang 271
Überneutralisation 195
Übersetzungsverhältnis 51
UKW-Drehkondensator 409
UKW-Sender 409
UKW-Spule 409
Ultra-Hochfrequenztechnik 407
Ultrakurzwellen 80, 87, 407
Ultrakurzwellenband 80
Ultrakurzwellen-Drehkondensator 409
Ultrakurzwellensender 408
Ultrakurzwellen, Verstärkung von 410
Ultraschall 79
Ultraschalltechnik 441
Umschalter 95
Urandioxyd 371
Urdoxwiderstand 372

VDR-Widerstände 53
Ventil 110
Verbindungen, galvanische 182
Verbundröhren 132, 246, 254
Verhältnis-Diskriminator 392
Verluste 150
Verlustwiderstand 62, 150
Verstärker 89
Verstärkervorgang 183
Verstärkerwirkung 122, 125
Verstärkung 124
Verstärkungsfaktor 125
Verstärkungsgrad 183, 192
Verstärkungsverlust 187
Verstärkungsziffer 190
Verzerrung 211, 213, 330
Verzerrungen, lineare 331
Verzerrungen, nichtlineare 330
Vidicon 430
Virus 441
Volksempfänger 245, 247
Vorsatzgerät 394, 395
Vorselektion 291
Vorwärtsregelung 339

Wachsplatte 315
Wärmeisolator 53
Wasserleitung 99
Watt 52
Wechselspannung 19
Wechselstrombetrieb 367
Wechselstromleistung 230
Wechselstromwiderstand 39
Welle 11, 405
Wellenfortpflanzung 11
Wellenlänge 16, 21
Wellenschalter 95
Wickelkondensatoren 41
Widerstände 52
Widerstandsgerade 227
Widerstandsverstärker 217, 218
Widerstandsverstärker, Frequenzkurve eines 219
Windungszahl 49, 94
Wirkungsgrad 231

Zeitmodulation 34
Zentimeterwellen 419
Zentimeterwellengebiet 81
Zickzack-Reflexionen 87
Zweifach-Drehkondensator 193
Zweikreiser 189, 246, 254
Zweipolröhre 107
Zweiröhrengerät 184
Zwischenfrequenz 269, 271, 288
Zwischenfrequenzfilter 287
Zwischenfrequenz-Sperre 290
Zwischenfrequenzverstärker 270, 286
Zylinderspule 47, 94
9-kHz-Sperre 336

Ich bestelle hiermit von den Büchern des RADIO-KOSMOS

Anzahl		
	Radiopraxis für alle	
	I Normalempfänger	DM 12.—
	II Tonaufnahme	DM 9.80
	III Elektro-Akustik	DM 9.80
	IV UKW-Amateur	DM 9.80
	Band I-IV komplett	DM 41.60
	dto., zahlbar in 6 Raten zu	DM 7.65
	Radiotechnik für alle	
	I Radiotechnik	DM 15.—
	II UKW-FM	DM 9.80
	III Fernsehen	DM 9.80
	IV Kurzwellen-Amateur	DM 9.80
	Band I-IV komplett	DM 44.40
	dto., zahlbar in 6 Raten zu	DM 8.15

Anzahl		
	Neue Schule der Radiotechnik und Elektronik	
	4 Bände komplett	DM 60.—
	Jeder Band einzeln	DM 16.50
	Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangstechnik	DM 29.50
	Handbuch der Radio-Reparaturtechnik	DM 19.50
	Mathematik des Funktechnikers	DM 56.—
	Fernseh-Fernkurs	DM 45.—
	Atomstrahlen/Geigerzähler	DM 12.—
	Praxis der Elektronik	
	I Elektronik in Selbstbau	DM 9.80
	II Praktische Elektronik für jeden Beruf	DM 9.80
	III Transistor-Praxis	DM 12.—

Besteller:

Ort:

Datum:

VII. 58 200 Holz.

seit über 35 Jahren

FRANCKH'SCHE
VERLAGSHANDLUNG
STUTTGART

An die Buchhandlung

RADIOTECHNIK FÜR ALLE

Eine Bücherreihe für alle, die sich in der Radiotechnik auskennen wollen

Radiotechnik für Alle

Erster Teil · Von Ing. Heinz Richter

Von einfachen zu schwierigen Dingen fortschreitend, in einprägsamer Sprache, deutlichen Zeichnungen und vielen Bildern, zur Kontrolle beim Selbstunterricht mit Fragen und Antworten rekapitulierend — so führt dieses Buch zu sicherem und gründlichem Verständnis der Grundfragen und des technischen Aufbaus des Radios.

„Die zur Zeit wohl beste Einführung in die Rundfunktechnik"
Bücherei und Bildung

10. erweiterte Auflage. 464 Seiten mit 327 techn. Zeichnungen und 78 Tafelbildern. Halbleinenband DM 15.—

UKW - FM

Radiotechnik für Alle · Zweiter Teil · Von Ing. H. Richter

Behandelt die grundlegenden technischen Besonderheiten der Ultra-Kurzwellentechnik und gibt Anleitung zum Selbstbau eines einfachen, leistungsfähigen Vorsatzgerätes. Ein Leitfaden für alle, die die UKW-Technik und damit die Prinzipien der modernen und kommenden Entwicklung im Funkwesen verstehen wollen.

5., verbesserte Auflage. 272 Seiten mit 131 techn. Zeichnungen u. Schaltplänen sowie 14 Tafelbildern. Halbleinenband DM 9.80

Fernsehen für Alle

Radiotechnik für Alle · Dritter Teil · Von Ing. H. Richter

Ein wichtiger Beitrag zur modernen technischen Allgemein- und Fachbildung: Die theoretischen Grundlagen und technischen Einrichtungen des Fernseh-Sende- und -Empfangsbetriebs werden hier durch Wort und Bild für alle deutlich gemacht, die sich in dieses Gebiet einarbeiten wollen und für ihr Fortkommen über die Fernsehtechnik Bescheid wissen müssen.

4., verbesserte Auflage. 265 Seiten mit 129 techn. Zeichnungen von Schaltbildern, sowie 17 Fotobildern auf Kunstdrucktafeln. Halbleinenband DM 9.80

Der Kurzwellenamateur

Radiotechnik für Alle · Vierter Teil
Von Karl Schultheiß DL 1 QK

Ein Lehrbuch und Ratgeber für den Sende- und Empfangsbetrieb, für Neuaufbau, Reparatur, Verbesserung, Erweiterung vorhandener Anlagen. Anerkannt und vieltausendfach bewährt als Kompendium zur Vorbereitung auf die Lizenzprüfung und als Handbuch für die Praxis.

7., verbesserte Auflage. 288 Seiten mit 170 techn. Zeichnungen und Plänen sowie 12 Tafelbildern. Halbleinenband DM 9.80

Die oben beschriebenen 4 Bände komplett in Kassette DM 44.40

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG STUTTGART

RADIOPRAXIS FÜR ALLE

Eine Bücherreihe für Selbstbau und Experimentieren

Radiopraxis für Alle / Praxis durch Selbstbau

Normalempfänger und UKW

Radiopraxis · Erster Teil · Von Ing. Heinz Richter

Ein Lehrgang, der praktisches Wissen und Erfahrung vermittelt, die jeder Radiobastler braucht.

5. Auflage. 270 Seiten mit 88 technischen Zeichnungen und 57 Tafelbildern. Halbleinenband DM 12.—

Tonaufnahme für Alle

Radiopraxis · Zweiter Teil · Von Ing. Heinz Richter

Magnetische Grundlagen und Praxis der Aufnahmetechnik, Konstruktion von Industrieapparaten, Bau und Betrieb von Selbstbau-Geräten.

3., vollständig neu bearbeitete Auflage. 232 Seiten mit 92 Zeichnungen und Schaltbildern, sowie 29 Fotobildern auf Kunstdrucktafeln. Halbleinenband DM 9.80

Elektro-Akustik für Alle

Radiopraxis · Dritter Teil · Von Ing. Heinz Richter

Einrichtungen und Systeme für Tonübertragungsanlagen und Lautsprecher, technische und raumakustische Probleme, Selbstbau und Installation von Übertragungsgeräten.

241 Seiten mit 146 techn. Zeichnungen und 23 Fotobildern auf 8 Kunstdrucktafeln. Halbleinenband DM 9.80

Der Ultra-Kurzwellen-Amateur

Radiopraxis · Vierter Teil · Von K. Schultheiß DL 1 QK

Der Ratgeber für die besonderen Belange des 2-m- und des 70-cm-Bandes.

2., völlig neu bearbeitete Auflage. 274 Seiten mit 157 technischen Zeichnungen und 25 Fotobildern auf Kunstdrucktafeln. Halbleinenband DM 9.80

Diese 4 Bände komplett in Kassette DM 41.40

Fernseh-Experimentier-Praxis

Von Ing. Heinz Richter

Dieses Buch behandelt eingehend und anschaulich genau das, was der Fernsehpraktiker in Labor und Werkstatt braucht. 252 Seiten mit 109 techn. Zeichnungen sowie 119 Tafelbildern und Oszillogrammen. Z. Zt. vergriffen.

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG STUTTGART

PRAXIS DER ELEKTRONIK

Grundlagen und Praxis im Bereich der Elektronik, Impuls- und Halbleitertechnik

Elektronik in Selbstbau und Versuch

Praxis der Elektronik · Erster Teil · Von Ing. H. Richter

Hier wird der Leser eingeführt in die Impulstechnik, in die elektronischen Bauelemente, die Schaltungen der Kristalldioden und Transistoren; er erhält Anleitungen für den Selbstbau von Geräten mit diesen Schaltelementen. Ein Buch der Praxis, für Benützer, die Grundkenntnisse der Elektro- und Radiotechnik mitbringen.

„Es ist zu erwarten, daß dieses auch in Druck und Bild gut ausgestattete Buch sich viele Freunde werben und allgemein zu besserem Verständnis elektronischer Hilfsmittel und ihrer Arbeitsweise beitragen und dazu helfen wird, daß sie in erweitertem Maße eingesetzt werden." Technische Rundschau, Bern

5., verbesserte Auflage. 251 Seiten mit 183 bildlichen Darstellungen im Text und 43 Fotobildern auf 12 Tafeln. Halbleinenband DM 9.80

Praktische Elektronik für jeden Beruf

Industriegeräte — Selbstbaugeräte — Versuche

Praxis der Elektronik · Zweiter Teil · Von Ing. H. Richter

erläutert — aufbauend auf den Anleitungen und Unterweisungen des Werkes „Elektronik in Selbstbau und Versuch" — Prinzipien, Selbstbauten und Versuche der elektronischen Fernsteuerung. Der Band gibt weiterhin Auskunft über die wichtigsten elektronischen Geräte in allen Berufen, so z. B. in der Medizin Diathermiegerät, Kardiographenverstärker usw.; er bespricht elektronische Wärme, elektronisch erzeugten Ultraschall. Anwendungsgebiete von Fotoelementen und Fotowiderständen, elektronische Messung nichtelektronischer Größen (z. B. Drucke, Unwucht, Prüfung der Einspritzung bei Dieselmotoren) und vieles mehr.

2., verbesserte Auflage. 247 Seiten mit 146 Abbildungen im Text und 36 Fotobildern auf 12 Tafeln. Halbleinenband DM 9.80

Transistor-Praxis

Praxis der Elektronik · Dritter Teil · Von Ing. H. Richter

Eine Einführung in die Praxis der Halbleitertechnik unter besonderer Berücksichtigung des Transistors. Dieses Buch erklärt — leichtverständlich für jeden, der sich in Elektrotechnik und Radiotechnik auskennt — wie der Transistor arbeitet und wie man seine Vorteile nutzen kann.

4., neubearbeitete und erweiterte Auflage. Mit Tabellenanhang sämtlicher deutscher Halbleitererzeugnisse nach dem neuesten Stand. 230 Seiten mit 170 Abbildungen im Text und auf Kunstdrucktafeln. Halbleinenband DM 12.—

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG STUTTGART

NEUE VERÖFFENTLICHUNGEN DES RADIOKOSMOS

Neue Schule der Radiotechnik und Elektronik

Ein Lehr- und Hilfsbuch für den Beruf.
Von Ing. Heinz Richter

Die umfassende, systematisch aufbauende Grundlagen-Schulung. Die übersichtliche Informationsquelle für die Berufspraxis, die in gleicher Weise Radiotechnik und Elektronik berücksichtigt.

I: Allgemeine Grundlagen, Bauelemente
II: Grundschaltungen
III: Verfahren, Geräte, Anlagen
IV: Meßtechnik

4 Bände komplett DM 60.—. Jeder Band einzeln (mit ca. 320 Seiten und mehr als 200 Zeichnungen, Schaltbildern, Kennlinien, Diagrammen) in Halbleinen gebunden DM 16.50

Taschenbuch der Fernseh- und UKW-Empfangstechnik

Von Ing. Heinz Richter

Zusammenfassung von Auskünften, Erfahrungswerten, praktisch verwertbaren Formeln, Übersichten, Schaltbildern, Dimensionierungsangaben, Diagrammen, Kennlinien, Tabellen, Rechenhilfen, physikalischen Erläuterungen, Fernsehnormen nach dem neuesten Stand.

350 Seiten mit 369 graphischen Darstellungen. In Kunstledereinband DM 29.50

Handbuch der Radio-Reparaturtechnik

Mit Einführung in den Fernseh-Service.
Von Ing. Werner W. Diefenbach

3., vollständig neu bearbeitete und erweiterte Auflage. 211 Seiten Großformat mit 314 Textabbildungen und 29 Tabellen, sowie 64 Fotos auf 16 Kunstdrucktafeln. Ganzleinenband DM 19.50

Kosmos-Experimentierkasten Radio und Elektronik

(nach Ing. H. Richter)

Wer möchte nicht Radioapparate, Prüf- und Meßgeräte, Verstärker, Sender, Tongenerator, Frequenzmesser, Lichtschranke, akustischer Schalter usw. bauen und dabei viel Wissenswertes über die moderne Elektronik lernen? Mit dem neuen KOSMOS-Experimentierkasten Radio- und Elektronik können ohne Werkzeug und ohne Löten und Schrauben über 100 spannende Versuche mit betriebsfähigen Geräten durchgeführt werden.

Verlangen Sie kostenlos Spezialprospekte vom Verlag

FRANCKH'SCHE VERLAGSHANDLUNG STUTTGART

Die wichtigsten Schaltzeichen der Radiotechnik

Schaltzeichen	Bezeichnung	Schaltzeichen	Bezeichnung
	Antenne, Luftleiter		Ohmscher Regelwiderstand
	Erde		Kontaktgleichrichter (Kristalldetektor)
	Kondensator, unveränderlich		Glimmröhre
	Kapazität, stetig regelbar, Drehkondensator (Rotor beliebig)		Fotozelle
	Differentialkondensator		Mikrofon, allgemein
	Induktivität (Spule), unveränderlich		Lautsprecher, allgemein
			Gleichstrom
	Induktivität (Spule), stetig regelbar		Wechselstrom
	Ohmscher Widerstand, Massewiderstand		Galvanisches Element, Sammler
			Leitung
	Ohmscher Widerstand, induktionsfrei und kapazitätsarm		Leitungskreuzung ohne Verbindung

Die wichtigsten Schaltzeichen der Radiotechnik

Schaltzeichen	Bezeichnung	Schaltzeichen	Bezeichnung
	Leitungskreuz mit fester Verbindung		Pentode, indirekt geheizt
	Null-Leiter		
	Einschalter (Arbeitskontakt)		Duo-Triode, indirekt geheizt
	Umschalter		Hexode, indirekt geheizt
	Spannungsmesser		
	Strommesser		Duodiode-Triode, indirekt geheizt
	Halbweggleichrichter, direkt geheizt		
	Vollweggleichrichter, direkt geheizt		Duodiode-Pentode, indirekt geheizt
	Vollweggleichrichter, indirekt geheizt		Oktode, indirekt geheizt
	Triode, direkt geheizt		
	Triode, indirekt geheizt		Triode-Mischhexode, indirekt geheizt
	Pentode, direkt geheizt		Stromquelle, allgemein